radio fernsehen elektronik

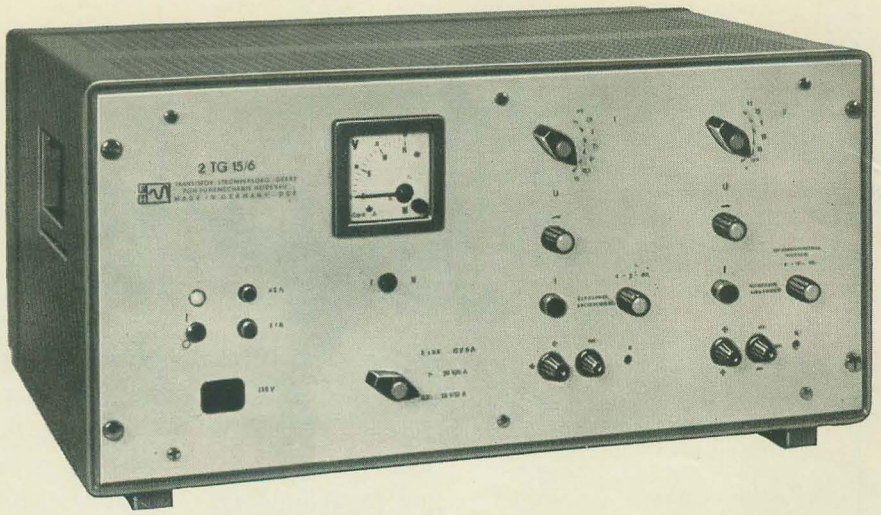
18 · 68

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

2. Septemberheft · Preis 2,00 M
Verlagspostort Leipzig · Für DBR Berlin

- **Ein genaues Analog-Digital-Koppelelement**
- **Bauanleitung: Regelnetzteil mit Ausgangsstrombegrenzung**
- **Echoerscheinungen bei Schallplatten**

2 TG 15/6



Dieses Stromversorgungsgerät leistet mehr als seine Bezeichnung verrät!

Mehr als es leistet, benötigen gewiß auch Sie nicht: 12 A bei 15 V Ausgangsspannung. In Serienschaltung beträgt die Leistung 6 A – allerdings bei 30 V Ausgangsspannung. Im Einzelbetrieb stehen Ihnen zwei Geräte mit je 0,5–15 V zur Verfügung, die bis 6 A belastet werden können. Auf die hohe Konstanz von $1 \cdot 10^{-3}$/Std. brauchen Sie auch bei 12 A Laststrom nicht zu verzichten. Deshalb ist das Gerät vielseitig einsetzbar. Außerdem ist es kurzschlußfest und einstellbar. Schreiben Sie uns. Wir teilen Ihnen gern Näheres über dieses neue Gerät mit.

funkmechanik

PGH FUNKMECHANIK HEIDENAU

8312 HEIDENAU · PIRNAER STRASSE 11 · TELEFON 2419

Zu unserem Titelbild

Auch in der Musik setzt sich die Elektronik immer mehr durch. Lesen Sie hierzu den Beitrag auf den Seiten 569 und 570.

Foto: Georg Eckelt

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- HF-Meßgenerator Typ 2510 – ein universell einsetzbares Meßgerät
- Digitale Summierung mehrerer Meßwerte mit Analog-Digitalwandlern
- Quarzgesteuertes Schichtdickenmeßgerät für die Dünnschichttechnologie
- Stabilisierte regelbare Gleichspannungsquelle 35 kV/3 mA
- Bauanleitung: Transistorvoltmeter mit hohem Eingangswiderstand
- Panorama-Fernsehkamera der automatischen Mondstationen

СОДЕРЖАНИЕ

Оценка возможностей применения полевых транзисторов в цифровой вычислительной технике 549

Точный аналогово-цифровой элемент связи 551

Цифровой вставной индикатор 553

Трехлучевая сеточная трубка, часть 2-я и окончание 554

Советский телевизор «Турист» 556

Информации о полупроводниках 45 559

Для сервиса 561

Аваланш-транзистор 563

Самодельный стабилизированный блок питания с ограничением выходного тока 564

Исследование основного шума грампластинок 566

Эхо на грампластинках 567

Субгаркорд 2 569

Смена металлических пленочных сопротивлений на пленочные сопротивления из кларенового угля с учетом температурного коэффициента 570

Контрольный прибор прозрачности и цветовой температуры 572

IN THIS ISSUE

The Possibilities of Using Field Effect Transistors in Digital Computers 549

An Accurate Analogue-Digital Coupling Element 551

Digital Installation Instrument 553

The Three-Beam Grid Tube, Part 2 and Conclusion 554

Soviet Television Receiver „Turist" 556

Semiconductor Informations 45 559

Service Informations 561

The Avalanche Transistor 563

Instruction for Home Construction: Regulating Mains Supply Unit with Output Current Limitation 564

Study of the Basic Noise of Records 566

Echo Phenomena in Records 567

Subharchord 2 569

Substitution of Glance-Coal Film-Type Resistors for Metallic Ones, Taking the Temperature Coefficient into Consideration 570

Controlling Device for Transparency and Colour Temperature 572

Sie lesen in diesem Heft

Einschätzung über die Einsatzmöglichkeiten der Feldeffekttransistoren in der digitalen Rechentechnik 549

Ein genaues Analog-Digital-Koppelelement 551

Digitales Einbauinstrument 553

Die Dreistrahl-Gitterröhre, Teil 2 und Schluß 554

Sowjetischer Fernsehempfänger „Turist" 556

Halbleiterinformationen 45 559

Für den Service 561

Der Avalanche-Transistor 563

Bauanleitung: Regelnetzteil mit Ausgangsstrombegrenzung 564

Untersuchungen des Grundgeräusches von Schallplatten 566

Echoerscheinungen bei Schallplatten 567

Subharchord 2 569

Austausch von Metallschichtwiderständen durch Glanzkohleschichtwiderstände unter Berücksichtigung des Temperaturkoeffizienten 570

Kontrollgerät für Transparenz und Farbtemperatur 572

OBSAH

Možnosti použití polem řízených tranzistorů v číslicové výpočtové technice 549

Přesný analogově číslicový vazební prvek 551

Číslicový panelový měřicí přístroj 553

Třípaprsková obrazovka s mřížkou, díl druhý a závěr 554

Sovětský televizor „Turist" 556

Informace o polovodičích 45 559

Pro servis 561

Tranzistor s lavinovým jevem 563

Stavební návod: stabilizovaný síťový zdroj s omezením výstupního proudu 564

Hluk pozadí u gramofonových desek 566

Ozvěny u gramofonových desek 567

Subharchord 2 569

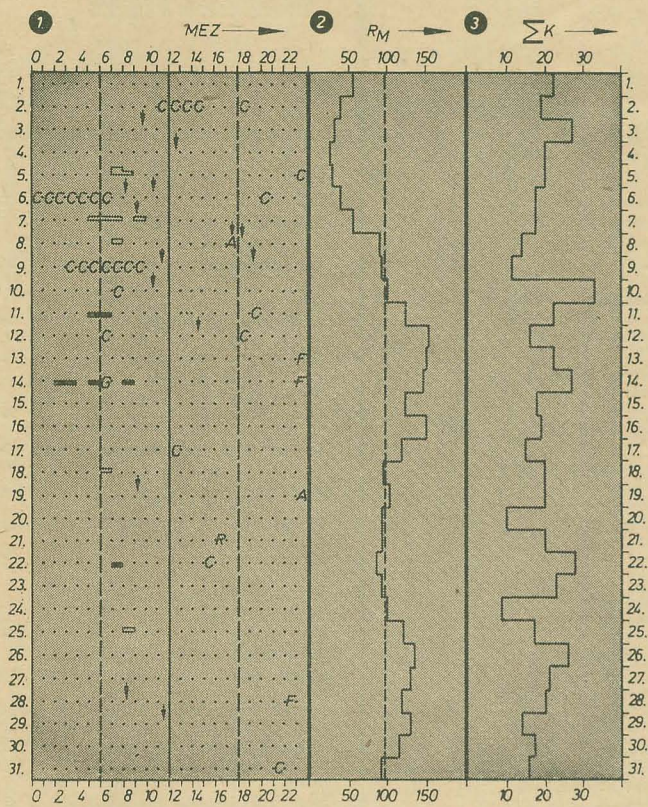
Výměna odporů s kovovou vrstvou za odpory s uhlíkovou vrstvou s ohledem na teplotního činitele 570

Přístroj pro kontrolu transparence a teploty barvy 572

KW-AUSBREITUNG

im Juli 1968 und Vorschau für Oktober 1968

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



KW-Ausbreitung im Juli 1968

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

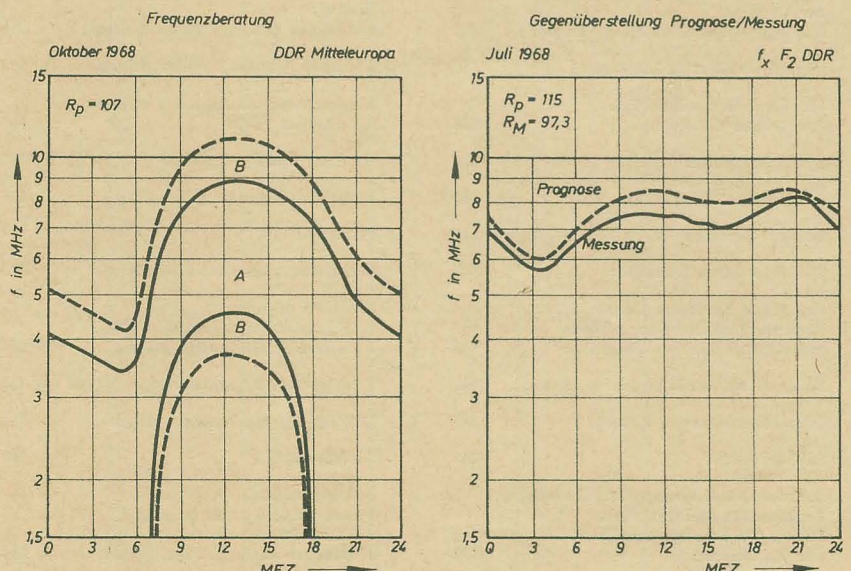
△f/f
- □ + 41% und darüber
- □ + 31 ··· + 40%
- ▭ + 21 ··· + 30%
- — + 20 ··· — 20%
- ▬ — 21 ··· — 30%
- ■ — 31 ··· — 40%
- ▮ — 41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern

Die Frequenzberatung wurde vom Labor für Wellenausbreitung des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes der Deutschen Post, Berlin-Adlershof, berechnet.



Vorschau für Oktober 1968

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 μV/m Entfernung 0···600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Verlagsleiter:
Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon: Orts- und Fernverkehr 42 00 19,
Fernschr.: 011 2228 techn dd, Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio fernsehen elektronik

Verantwortlicher Redakteur:
Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN,
102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 3

Druck:
Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 M

Redaktionsbeirat:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl-Ing. K. Schlenzig, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik und Westberlin: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shteterore e Tregetimit te Librit, Tirana, Rruga Konference e Pezes

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)

Volksrepublik Polen: PKWZ Ruch, Warszawa, Wronia 23

S. R. Rumänien: Directa Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest

ČSSR: ARTIA-Zeitschriftenimport, Ve smečkách 30, Praha 2; Poštová novinová služba, dovoz, Leningradská ul. 14, Bratislava

UdSSR: Die städtischen Abteilungen von „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: Posta Központi Hirlapiroda Budapest V, József Nador ter. 1

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

rfe-Nachrichten

▼ **Neuartige „Licht-Rechenmaschinen"** sind von sowjetischen Forschern auf der Grundlage von Impulsbetrieb-Halbleiterlasern konstruiert worden. Nach sowjetischen Angaben können sie dadurch, daß elektrischer Strom durch Laserstrahlen ersetzt wird, tausendmal schneller und zugleich besser arbeiten als die besten herkömmlichen Rechenmaschinen.

▼ **An Anzeigevorrichtungen auf Halbleiterbasis** wird in verschiedenen Laboratorien gearbeitet. Bei Hewlett Packard Co. wurde ein Labormuster aufgebaut, das zur Anzeige eine Galliumarsenid-Diodenmatrix verwendet. Die wiedergegebene Zahl ist 6,35 mm hoch, die Matrix hat eine Dicke von nur 4,12 mm. Die volle Leuchtstärke wird mit einer Speisespannung von 5 V erreicht. Die Matrix selbst besteht aus 35 GaAS-Dioden (5×7-Matrix), die sich auf der gleichen Unterlage befinden wie zwei zugehörige integrierte Schaltungen. Mehrere derartige Matrixanordnungen können für eine bestimmte Anzeigefunktion zusammengefügt werden. Die IS dienen zur Ansteuerung der Matrix. Die GaAS-Matrizen sollen zuerst einmal in Digitalmeßgeräten die herkömmlichen Kaltkatodenröhren (Nixi-Röhren) im Ziffernanzeigeteil ersetzen.

▼ **Einen kontinuierlichen Laserstrahl** mit der Leistung von 8800 W haben amerikanische Wissenschaftler erzeugt. Der Versuch gelang vor kurzem mit einem neuen Kohlendioxidlaser der Firma Raytheon in Waltham (Massachusetts). Die Anlage enthält 15 Plasmaröhren von je 12 m Länge, die parallel angeordnet und zu einer „effektiven optischen Länge" von 180 m hintereinandergeschaltet sind. Der Wirkungsgrad dieses Lasers soll bei 15 % liegen.

▼ **Eine neue Farbfernsehkamera** mit drei Bleioxid-Aufnahmeröhren von der Radio Corporation of America soll kleiner als alle bisher bekannten Farbkameras sein.

▼ **Ein monolithisches Kristallfilter** ohne zusätzliche diskrete Bauelemente wurde von Bell Telephone Laboratories entwickelt. Das Filter besteht aus einer kristallinen Quarzunterlage, auf die Elektrodenpaare aus Metall aufgebracht worden sind. Die Mittenfrequenzen liegen zwischen 3 und 30 MHz. Als Bandbreite wurden 3,4 kHz realisiert.

▼ **Einen Reiseempfänger mit Doppelumsetzung im Kurzwellenbereich** entwickelte die Firma General Electric. Bei der Entwicklung wurde eine ausgezeichnete Spiegelfrequenzunterdrückung der Bandspreizung vorgezogen. Das gesamte Kurzwellenband wird einem ersten Mischer zugeführt und durch eine erste Überlagerungsfrequenz (18,8···35 MHz) auf 17 MHz herabgemischt. Das erste Spiegelfrequenzband liegt zwischen 35,8 und 52 MHz und unterliegt geringen Störungen (unterhalb der Fernsehbänder, oberhalb des Bandes für Funksprechgeräte). Nach einer Filterung (17 MHz) gelangt das Signal an einen zweiten Mischer. Durch eine Überlagerungsfrequenz von 16,545 MHz wird das Signal auf eine zweite Zwischenfrequenz von 455 kHz umgesetzt. Die Verwendung einer gegenüber 17 MHz niedrigeren Überlagerungsfrequenz erwies sich als vorteilhaft.

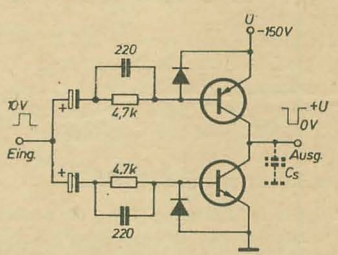
5 kW aus 60-m-Laser

Zu jüngsten Erfolgen auf dem Gebiet der Lasertechnik, die vor allem in der Entwicklung äußerst leistungsstarker Lasergeräte bestehen, äußerte sich der sowjetische Physiker und Nobelpreisträger A. Prochorow in der Zeitung „Trud" wie folgt:
„Am stärksten verbreitet sind in Praxis und Forschung Festkörper- und Gaslaser. Es existieren bereits leistungsstarke, kontinuierlich wirkende Festkörperlaser, die auch in der Lage sind, sehr starke Impulse mit großer Frequenz auszustrahlen. Beispielsweise kann ein Laser, dessen Resonator aus einem Fluoritkristall mit einer Beimischung des Spurenelements Dysprosium besteht, sowohl kontinuierlich als auch in Impulsen tätig sein.
Als eine weitere große Errungenschaft betrachten wir die Entwicklung eines kontinuierlich wirkenden Gaslasers, dessen Resonatorraum mit einem Gemisch von Kohlendioxid, Stickstoff und Helium gefüllt ist. Dieser Laser strahlt im Infrarotbereich und übertrifft in seinem Wirkungsgrad bis zu 30 % alle heute existierenden Laser, die bei Zimmertemperatur arbeiten. Bereits heute erreicht man mit dem 50···60 m langen Gerät eine Leistung bis zu 5 kW.
Mit jeder Verlängerung um 1 m läßt sich seine Leistung um weitere 100 W erhöhen."

Nobelpreisträger Prochorow unterstrich ferner die Tatsache, daß Festkörperlaser auch mit verhältnismäßig langen Impulsen von 10···40 ns Dauer arbeiten können und dabei außergewöhnlich hohe Leistungen erreichen. Bereits vor zwei Jahren wurden in der UdSSR mit einem solchen Laser Impulsleistungen von 6 GW erzielt. „Mit Hilfe derart leistungsstarker Impulsgeneratoren", so schrieb Prochorow, „mit denen sich Temperaturen von mehreren Millionen Grad erzeugen lassen, könnten Plasmen erhitzt werden, um thermonukleare Reaktionen auszulösen."

Komplementärschaltung zur Umschaltung hoher Spannungen

Für die Austastung eines Vidikons während des Zeilenrücklaufs werden steile Spannungsimpulse von etwa 100 V Amplitude bei geringen Strömen benötigt. Die Lastkapazität kann für den Impulsgenerator aber bei einigen 100 pF liegen. Unser Bild aus „Electronic Design" 16 (1968), H. 5, S. 97, zeigt eine komplementäre Tastschaltung, mit der Anstiegsgeschwindigkeiten von 1000 V/µs möglich sind. Strom fließt in dieser Schaltung nur während der Umladung der Streukapazitäten. Es werden positive Ansteuerimpulse von etwa 10 V Amplitude zum Auslösen benötigt.

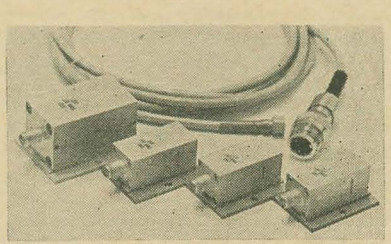


Komplementäre Tastschaltung für hohe Spannungen

HLW – Beschleunigungsaufnehmer BWH 101, 201, 301, 401

ein MMM-Exponat aus dem Bereich der VVB Nachrichten- und Meßtechnik

Mit dem HLW-System aus dem VEB Schwingungstechnik und Akustik Dresden (s. Bild) wird eine neue weltmarktfähige Gerätefamilie zur elektrischen Messung mechani-

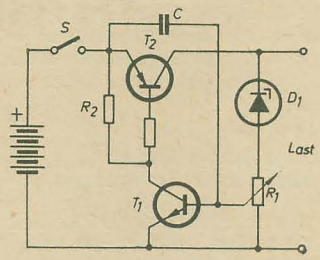


scher Größen geschaffen. Die Beschleunigungsaufnehmer mit Halbleiterdehnmeßstreifen, die ein Teil dieser Gerätefamilie sind, eignen sich zum Messen von Beschleunigungen im Frequenzbereich von 0 Hz bis etwa zur halben Resonanzfrequenz des jeweils verwendeten Typs (800 Hz für Typ BWH 401). Sie werden besonders im Maschinen- und Fahrzeugbau wie auch im Bauwesen eingesetzt. Ihre verhältnismäßig geringe Masse ermöglicht die Ankopplung auch an kleinere Meßobjekte. Die Aufnehmer werden in einer Brückenschaltung betrieben, die aus einer Gleichstromquelle gespeist werden kann. Der Anschluß der Aufnehmer an eine Universalmeßeinrichtung UM 111 oder UM 131, evtl. über ein Mehrfachabgleichgerät UMM 161, ist gleichfalls möglich.
Die Vorzüge dieser Aufnehmer gegenüber anderen Aufnehmerarten liegen einmal in ihrer verhältnismäßig geringen Masse (z. B. im Vergleich mit induktiven Beschleunigungsaufnehmern), zum anderen in der Möglichkeit, zeitlich nicht oder nur sehr langsam veränderliche Vorgänge aufzunehmen (gegenüber piezoelektrischen Aufnehmern). Der entscheidende Vorteil besteht jedoch darin, daß sich die Beschleunigungsaufnehmer mit Halbleiterdehnmeßstreifen auch in einer einfachen Brückenschaltung ohne großen Verstärkeraufwand betreiben lassen. Für Meßanordnungen, bei denen keine sehr große Empfindlichkeit gefordert wird, ist folglich der Einsatz der Beschleunigungsaufnehmer BWH wesentlich rationeller als der Einsatz anderer Aufnehmer.

Technische Daten		BWH 101	BWH 201	BWH 301	BWH 401
Resonanzfrequenz des ungedämpften Systems	in Hz	60	160	600	1500
Arbeitsfrequenzbereich	in Hz	0···30	0···80	0···300	0···800
Übertragungsfaktor bei 8 V Speisespannung	in mV/(m · s^{-2})	7	1,3	0,17	0,03
Aussteuerungsbereich	in m · s^{-2}	20	100	1000	10000
Masse	in g	120	37	33	30

Batterieentladungsbegrenzer

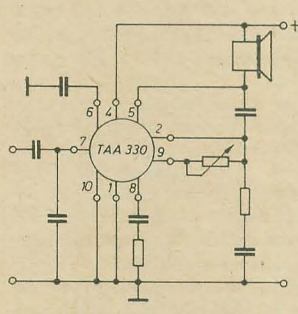
Unser Bild, das wir der Zeitschrift „Electronics" 41 (1968), H. 7, S. 62, entnahmen, zeigt eine elektronische Schaltung zur Begrenzung einer Batterieentladung, die für



batteriebetriebene, tragbare Geräte, besonders bei NiCd-Batterien, sehr vorteilhaft ist. Nach dem Schließen des Schalters S lädt sich der Kondensator C über den Widerstand R_1 auf. Durch den Spannungsabfall über R_1 wird T_1 leitend. Sein Kollektorstrom fließt durch R_2, über dem ein Spannungsabfall entsteht, der T_2 in die Sättigung steuert. Damit erscheint die Batteriespannung an der Zenerdiode D_1. Ist die Batteriespannung größer als die Zenerspannung, so fließt ein Strom durch R_1, und T_1 bleibt leitend.
Fällt die Batteriespannung unter die Zenerspannung ab, so bleibt der Stromfluß durch R_1 aus, wodurch T_1 und T_2 sperren. Durch die Sperrung von T_2 wird der Stromfluß zwischen Batterie und Last unterbrochen.

NF-Verstärker mit der IS TAA 330

Die integrierte Schaltung TAA 330 stellt einen Leistungsverstärker mit einer Ausgangsleistung von einem Watt (10-%-Klirrfaktor) dar. Die IS befindet sich in einem TO-74-Gehäuse und besitzt neun Anschlüsse. Die Speisespannung beträgt 9 V. In herkömmlicher Schaltungstechnik betrachtet, besteht die IS aus 11 Transistoren (pnp und npn), 5 Dioden, 14 Widerständen und einem Kondensator (10 pF). Unser Bild zeigt die IS TAA 330 mit äußeren diskreten Bauelementen in einem Schaltungsaufbau als NF-Verstärker.

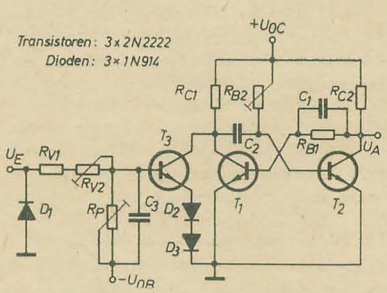


Farbige Röntgenbilder

Zur Aufhebung störender Knochenschatten, insbesondere bei Gehirnaufnahmen, benutzt das bekannte Verfahren der Arteriografie die Übereinanderkopie einer Negativ- und einer Positivaufnahme, wobei die letztere die sogenannte arterielle Phase erfaßt, in der die feinen Kapillargefäße des Gehirns mit einem in die Arterie eingespritzten Kontrastmittel gefüllt sind, das in der anschließenden venösen Phase wieder abströmt.
Die technischen Schwierigkeiten der Positiv-Negativdeckung konnten vor wenigen Jahren in den Philips Forschungslaboratorien durch Heranziehen des Fernsehens und der magnetischen Speicherung behoben werden, indem die beiden Bilder über einen elektronischen Schalter gleichzeitig auf einen Fernsehschirm gegeben werden. Mit Hilfe des Farbfernsehens konnte diese Technik noch weiter verbessert werden, indem die Aufnahmen der arteriellen und der venösen Phase auf dem Farbschirm gleichzeitig und in verschiedenen Farben, z. B. Rot und Blau, wiedergegeben werden.

Steuerbarer Taktgeber

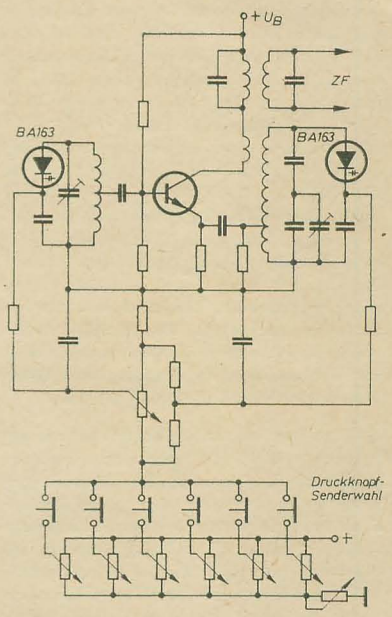
Der im Bild dargestellte Rechteckimpulsgenerator gibt nur für die Dauer eines Eingangssignals U_E Impulse ab. Er besteht aus einem Integrationsglied mit nachgeschaltetem Verstärkertransistor T_3, dessen Kollektor einen monostabilen Multivibrator in herkömmlicher Schaltung steuert.
Im Ruhezustand sind die Transistoren T_1 und T_3 gesperrt und T_2 leitend. Während negative Eingangsspannungen bei der dargestellten Schaltung infolge der Diode D_1 ohne Einfluß sind, wird der Kondensator C_3 bei positiver Eingangsspannung U_E, sofern diese einen durch die Dioden D_2, D_3 und die Basis-Emitterdiode von T_3 sowie die Widerstände R_{v1}, R_{v2} und R_p bestimmbaren unteren Grenzwert überschreitet, so weit aufgeladen, daß T_3 leitend wird und den



monostabilen Multivibrator in seinen quasistabilen Zustand steuert. Da die Kollektor-Emitterrestspannung von T_1 kleiner als der Spannungsabfall an D_2, D_3 und der Basis-Emitterdiode von T_3 ist, wird die Kollektor-Basisdiode von T_3 jetzt in Durchlaßrichtung betrieben und dadurch der Integrationskondensator C_3 während der Haltezeit entladen. Nach Ablauf der Haltezeit kippt der monostabile Multivibrator in seinen Ruhezustand zurück. Auch T_3 ist in diesem Augenblick gesperrt. Erst ein noch vorhandenes Eingangssignal kann den Kondensator C_3 erneut aufladen und einen weiteren Zyklus auslösen. Hierbei ist zu beachten, daß die Zeit der Wiederaufladung von C_3 länger sein muß als die Erholzeit der monostabilen Schaltung, die sich jedoch durch geeignete Schaltungsmaßnahmen verkürzen läßt. Es ist weiterhin wesentlich, daß die Dauer der Wiederaufladung von C_3 sowohl vom Betrag als auch von der Form der Eingangsspannung U_E abhängt. Wird die Eingangsspannung abgeschaltet, erscheinen auch am Ausgang keine Impulse mehr.
Die mit Si-npn-Transistoren bestückte Schaltung läßt sich beim Umpolen der Speisespannung, der Dioden und nötigenfalls der Kondensatoren mit Ge-pnp-Transistoren aufbauen. Die Basis von T_1 sollte jedoch in diesem Fall über einen Widerstand mit der dann positiven Hilfsspannung U_{0B} verbunden werden, um im Ruhezustand der monostabilen Schaltung ein sicheres Sperren von T_1 zu gewährleisten.
Die vorgestellte Schaltung ist infolge der Spannungsabhängigkeit der Dauer einer Halbperiode der Ausgangsimpulse sehr vielseitig einsetzbar. In diesem Zusammenhang sei nur auf den möglichen Einsatz als Spannungsindikator, Spannungsdiskriminator, Impulsgenerator mit durch Gleichspannung steuerbarem Tastverhältnis, Impuls-„Vervielfacher", Frequenzteiler, Spannungsregler, Temperaturregler oder als Torschaltung für einfache Analog-Digitalwandler (z. B. Digitalvoltmeter) verwiesen.
Der monostabile Multivibrator kann nach den bekannten Regeln dimensioniert werden; die Dimensionierung des Integrationskreises ist dem gewünschten Anwendungsfall anzupassen.

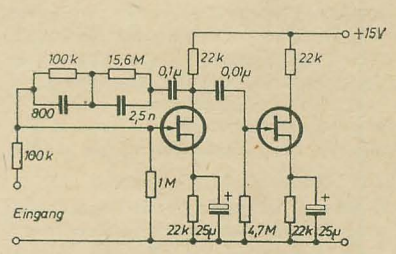
MW-Mischstufe mit Kapazitätsdioden

Für Kapazitätsdioden zur Durchstimmung des MW-Bereichs sind eine Kapazität bis 300 pF und ein Kapazitätsverhältnis von über 20 : 1 erforderlich. Verschiedene Kapazitätsdioden erfüllen diese Forderung bei einer Spannungsänderung von 10 : 1 und mit Güten von über 200. Unser Bild, das wir aus „Wireless World", 73 (1967), H. 10, S. 486, entnahmen, zeigt eine MW-Mischstufe (Versuchsschaltung) mit zwei Kapazitätsdioden BA 163 von Intermetall. Durch eine Reihe von festen Gleichspannungen, die über Potentiometer eingestellt werden, können eine Anzahl vorgewählter Sender durch eine einfache Druckknopfumschaltung gewählt werden.



Entzerrerschaltung mit Feldeffekttransistoren

Die – im Vergleich zu normalen bipolaren Transistoren – höhere Eingangsimpedanz und die niedrigere Rauschzahl der Feldeffekttransistoren gestatten ihren vorteilhaften Einsatz in NF-Vorverstärkern.



Unser Bild, das wir der Zeitschrift „Wireless World", 74 (1968), April, entnahmen, zeigt die Schaltung eines Entzerrers entsprechend der RIAA-Entzerrung. Die Verstärkung der ersten Stufe ist bei 1 kHz annähernd Eins. Die zweite Stufe dient als Verstärkerstufe für den gesamten Frequenzbereich (Pegelanhebung). Die Schaltung liefert einen Frequenzgang, der über dem Frequenzbereich von 50 bis 15 000 Hz innerhalb ± 1 dB der idealen Entzerrerkurve liegt.

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 17. JAHRGANG · 2. SEPTEMBERHEFT 18·68

Die Einsatzmöglichkeiten der Feldeffekttransistoren in der digitalen Rechentechnik

Dipl.-Ing. D. HENKEL

Mitteilung aus dem VEB Elektronische Rechenmaschinen, Karl-Marx-Stadt

Allgemeines

Der Entwicklungstrend bei digitalen Rechenautomaten geht dahin, die Anlagen schneller, billiger, kleiner und zuverlässiger zu gestalten. Die in dieser Hinsicht durchgeführten Untersuchungen beziehen sich notwendigerweise vorwiegend auf die Teile, die stückzahlmäßig am häufigsten in den Rechnern eingesetzt sind: auf die Halbleiterbauelemente.

Von den Bauelementen, die für den Einsatz in logischen Baustufen zur Realisierung digitaler Rechenanlagen in Frage kommen, werden bestimmte Eigenschaften gefordert.

Die Bauelemente für die logischen Verknüpfungen müssen billig sein, da sie in sehr großen Stückzahlen verwendet werden und das Endprodukt möglichst billig sein soll. Das heißt also, der Herstellungsprozeß der Transistoren und Dioden muß einfach und die Ausbeute groß sein.

Auf Grund der erforderlichen großen Stückzahlen wird eine hohe Zuverlässigkeit von den Bauelementen verlangt. Weiterhin müssen sie eine hohe Schaltgeschwindigkeit gewährleisten und sollen einen möglichst geringen Leistungsverbrauch haben.

Selbstverständlich ergeben sich aus den zu verwirklichenden Logikfunktionen noch detaillierte Anforderungen an die Bauelementekenndaten.

Die heutigen konventionellen Bipolartransistoren erfüllen zur Zeit die Bedingungen, die der Einsatz in elektronischen Rechenanlagen an sie stellt, in befriedigendem Maße. Durch die Vervollkommnung der Epitaxial-Planartechnologie und die Anwendung der Fotolithografie wurde die Schaltungsintegration technisch durchführbar. Die heute modernste Computergeneration enthält solche integrierten Schaltkreise anstelle der diskreten Bauelemente.

Obwohl die monolithischen bipolaren Schaltkreise zur Zeit den progressivsten Stand der Technik auf diesem Gebiet verkörpern, lassen sich bei dieser Technologie einige Schwierigkeiten nicht umgehen. Als Beispiel seien hier genannt:

- Der ökonomischen Anwendung der monolithischen Bipolarschaltkreise sind schon heute gewisse Grenzen gesetzt, da die Epitaxial-Planartechnologie einige aufwendige Fertigungsschritte enthält. Diese komplizierten Fertigungsschritte begrenzen die Ausbeute, was sich wiederum in dem Preis niederschlägt.
- Widerstände in monolithischen Schaltkreisen sind unbequem, da sie nur mit großen Toleranzen (etwa $\pm 10\%$) hergestellt werden können. Andererseits benötigen sie sehr viel Platz in dem Substrat. Aus diesem Grunde sind hohe Widerstandswerte mit dieser Technologie nicht ökonomisch herstellbar.
- Ein spezifisches Problem der monolithischen Bauweise ist die gegenseitige Isolation der einzelnen Bauelemente. Gewöhnlich geschieht das durch eindiffundierte pn-Übergänge, die in Sperrichtung vorgespannt sind. Hierbei wird der größte Teil der Substratfläche durch diese toten Flächen (sie können nicht zur Unterbringung von Bauelementen verwendet werden) blockiert. Außerdem werden durch diese Methode parasitäre Kapazitäten und parasitäre Transistoren erzeugt.
- Auch die Forderungen nach höchster Schaltgeschwindigkeit und kleinstem Leistungsverbrauch lassen sich bei bipolaren Transistoren schlecht vereinen. Da der Transistor ein ladungsgesteuertes Bauelement ist (die zur Steuerung notwendige Ladung kann entweder schnell durch einen großen Strom oder langsamer durch kleine Ströme aufgebracht werden), ist das Produkt aus Signalverzögerung je logische Funktion und Leistungsbedarf etwa konstant. Dies bezieht sich natürlich auf Schaltungen mit Bauelementen, die den gleichen Stand der Technik verkörpern.

Zur Verringerung dieses Produkts sind nicht nur beträchtliche Verbesserungen der Herstellungstechnologie erforderlich, sondern auch eine Weiterentwicklung der Bearbeitungsmethoden.

Um diese hier kurz angeschnittenen Probleme zu umgehen, ist es notwendig, entweder andere Logiken oder andersgeartete Bauelemente (teilweise auch beides) zu verwenden.

Untersucht man die Feldeffekttransistoren nach diesen Gesichtspunkten, so entdeckt man einige beachtenswerte Vorteile, durch die ein Teil der oben angeführten Probleme zu lösen ist.

Es wird vorausgesetzt, daß Wirkungsweise und Eigenschaften der Feldeffekttransistoren bekannt sind.

Bekanntlich gibt es außer dem eigentlichen Sperrschicht - Feldeffekttransistor (SFET) eine technische Weiterentwicklung, den Metall-Oxidschicht-Feldeffekttransistor (MOSFET oder MOST). Bei den MOSTs gibt es hinsichtlich ihrer Wirkungsweise zwei Typen: den Anreicherungstyp und den Verarmungstyp.

MOS-Transistoren vom Anreicherungstyp eignen sich grundsätzlich besser für digitale Schaltungen als Verarmungs-MOSTs, da sie die direkte Kopplung von Schaltungsstufen gestatten, ohne daß die Spannungspegel zwischen den Stufen durch Netzwerke verschoben werden müssen. Mit Verarmungs-MOSTs ist auf Grund ihrer Wirkungsweise keine Signalinversion in dem Sinne wie mit Anreicherungstypen möglich.

Literatur

[1] Farina, D. E., und Trotter, D.: MOS integrated circuits save space and money. Electronics 38 (1965), Oct., S. 84–95

[2] Integrierte MOS-Komplementärschaltungen. Electronics 40 (1967), H. 8, S. 48–50

[3] Better memories. Electronics 40 (1967), H. 16, S. 278 und 279

Vorteile der Feldeffekttransistoren in digitalen Schaltungen

Hinsichtlich des Einsatzes in digitalen Schaltungen für die Rechentechnik haben die FETs folgende Vorteile:

● Auf Grund der hohen Eingangsimpedanz der MOSTs ist es möglich, direkt gekoppelte Schaltungen aufzubauen.

● Die Bauelemente können fast leistungslos gesteuert werden, da ein Strom nur während des Übergangs zur Auf- und Umladung der Gatekapazität fließt.

● Die völlig galvanische Trennung des Gates vom Ausgangskreis ergibt die Freiheit von Rückwirkung der Belastungsänderung des Ausgangskreises auf den Schaltungseingang und ermöglicht durch diese übersichtlichen Schaltungsverhältnisse einen einfachen Schaltungsentwurf.

● Da die Bauelemente spannungsgesteuert sind, kann das fan-in and fan-out einer Schaltung sehr groß sein. Statisch gesehen kann eine unendlich große Anzahl von Schaltungen parallel an den Ausgang einer Schaltung gekoppelt werden. Das fan-out wird lediglich durch das Absinken der Schaltgeschwindigkeit infolge zunehmender Belastungskapazität begrenzt.

● FET-Schaltungen verbrauchen sehr wenig Verlustleistung. Bei Komplementärschaltungen beispielsweise fließt in den binären Ruhezuständen kein Laststrom. Ein Leistungsverbrauch tritt lediglich während des Schaltens auf.

● Die Störsicherheit der FET-Schaltungen ist größer als bei bipolaren Schaltungen, da FETs relativ große Schwellspannungen besitzen.

● Auf Grund des geringen Leistungsverbrauchs der FET-Schaltungen können Stromversorgungen kleiner Ströme und größerer Spannungen verwendet werden. Ein kleiner Serienrechner würde bei einem Aufbau mit FETs eine Stromquelle von 12 V und 100 mA benötigen. Mit bipolaren Transistoren benötigte er 4 V und 6,5 A. Das bedeutet gleichzeitig eine Einsparung von Transformatoren bei FET-Schaltungen [1].

● Die Anforderungen der FET-Schaltungen an die Konstanz der Spannungsquellen sind wesentlich geringer als die der bipolaren Schaltungen. Komplementäre NOR-Gatter beispielsweise arbeiten bei Änderung der Batteriespannung zwischen 6···12 V noch völlig zuverlässig [2].

● Die Temperaturabhängigkeit der FET-Parameter ist wesentlich geringer als die der bipolaren Transistoren.

Die Vorteile der FETs kommen in integrierten Schaltungen besonders augenscheinlich zur Geltung.
Durch die Entwicklung integrierter bipolarer Schaltungen ist es gelungen, die Abmessungen, das Gewicht und den Leistungsbedarf elektronischer Geräte und Anlagen zu reduzieren. Das nächste Ziel ist eine ähnliche wesentliche Reduzierung der Gesamtkosten dieser Anlagen. Da MOST-Schaltungen in der Lage sind, die gleichen Funktionen zu realisieren wie Schaltungen mit bipolaren Transistoren, scheint dieses Ziel durch die Verwendung integrierter MOS-Schaltungen erreichbar zu sein.
Um eine größere Preisreduzierung zu erreichen, gibt es eine grundsätzliche Forderung: Die Anzahl der Funktionen, die durch eine auf einem Halbleiterplättchen befindliche Schaltung erreicht werden, muß bedeutend erhöht werden, ohne daß sich die Anzahl der Ein- und Ausgangsanschlüsse des Plättchens vergrößert, d. h., die Schaltung muß komplex werden. Die integrierten MOST-Schaltungen erfüllen diese Bedingungen. Die Produktionsausbeute derartiger komplexer integrierter MOST-Schaltungen muß aber mit der Ausbeute einfacher konventioneller Schaltungen mit bipolaren Transistoren vergleichbar sein.
In integrierter Technik sind folgende Vorteile der MOST-Schaltungen beachtenswert:

● Der Herstellungsprozeß für MOSTs ist wesentlich einfacher als für bipolare Transistoren. Es werden nur 8 Herstellungsschritte benötigt, für bipolare Transistoren dagegen 13. Der Kompliziertheitsgrad der Herstellungsschritte ist geringer. Dadurch ist die Produktionsausbeute größer [1].

● FETs benötigen im Substrat keine Isolationsschichten gegen die anderen Bauelemente, da die Übergänge dieser Elemente im Betrieb in Sperrichtung gepolt sind. Sie nehmen also weniger Fläche ein als bipolare Transistoren. Daher kann eine größere Anzahl von Bauelementen auf einer gegebenen Fläche untergebracht werden.

● FETs lösen das Widerstandsproblem in integrierten Schaltungen. Diffundierte hochohmige Widerstände (größer als 20 kΩ) nehmen sehr viel Platz in dem Substrat ein. Die geometrisch viel kleineren FETs können Widerstände größer als 100 kΩ realisieren. Dadurch sind Schaltungen möglich, die völlig aus aktiven Bauelementen bestehen.

● Auf Grund des einfachen Schaltungsentwurfs mit MOSTs und der eben erwähnten Eigenschaften können zur Herstellung integrierter Schaltungen größere Substratplättchen verwendet werden, auf denen sich komplexe Großschaltungen (large scale integration) verwirklichen lassen (Dezimalzähler, Analog-Digitalumsetzer, Addiereinheiten usw.). Produktionsausbeute und Preise derartiger MOS-Großschaltungen dürften etwa in der Größenordnung von einfachen integrierten bipolaren Schaltungen, wie Flip-Flop u. ä., liegen.

● Durch die Verwendung integrierter MOS-Großschaltungen in digitalen Rechnern wird der Hauptbegrenzungsfaktor für die Gerätezuverlässigkeit, die Anzahl der Zwischenverbindungen, Leitungen und Lötstellen, stark reduziert.

● Mit MOS-Bauelementen lassen sich integrierte Speicher entwickeln. Das ist mit bipolaren Transistoren nur schwer möglich, denn bipolare Speicherzellen zeigen parasitäre Kapazitäten und müssen daher voneinander isoliert werden. Um diese Isolation zusammen mit den aktiven Funktionen (z. B. Adressdecoder und Ausgangspuffer) zu erzeugen, ist eine Reihe komplizierter Herstellungsschritte notwendig, die die Größe des Speichers mit Rücksicht auf die Kosten beschränken.
Es bieten sich auch Vorteile gegenüber magnetischen Speichersystemen. Bei magnetischen Speichersystemen können die einzelnen Bestandteile nicht mit derselben Technologie hergestellt werden. Decoder und Puffer benötigen Technologien, die von der der Speichermatrix unterschiedlich sind.
Speicher, die ausschließlich aus MOS-Bauelementen gebaut sind, haben keinen dieser Nachteile. Die vollständige Speichermatrix mit Adress-Decodern und Ausgangspuffern können gleichzeitig auf einem monolithischen Substrat erzeugt werden. Die Isolation der einzelnen Speicherelemente untereinander ist nicht nötig. MOS-Speicher sind daher kleiner und billiger als die genannten anderen Speicherarten.
Integrierte MOS-Speicher (Größenordnung 1000···3000 bit) werden bereits industriell gefertigt; ihre Zugriffzeiten liegen etwa in der Größenordnung von 1 μs [3].

Nachteile der Feldeffekttransistoren

Diesen bisher erwähnten Vorteilen stehen allerdings einige Nachteile gegenüber. Der bedeutendste Nachteil der FETs besteht darin, daß ihre extrem große Schaltgeschwindigkeit nicht ausgenutzt werden kann.
Wenn man sehr hohe Schaltgeschwindigkeiten erreichen will, muß die Impedanz der Schaltungskomponenten in der Größenordnung des Wellenwiderstands des Leitungssystems sein. Nur bei dieser optimalen Anpassung kann man unerwünschte Reflexionen und das Auftreten von Störimpulsen verhindern. Der Wellenwiderstand üblicher Leitungssysteme liegt in der Größenordnung von 100 Ω (etwa 3···4mal kleiner als der Wellenwiderstand des Vakuums). Die schon erwähnte hohe Eingangsimpedanz der MOSTs bewirkt eine starke Fehlanpassung. Daher lassen sich logische Netzwerke mit MOSTs lediglich bei solchen Frequenzbereichen betreiben, bei denen die Gerätedimensionen klein gegen die verwendete Wellenlänge sind (das entspricht einer Schaltgeschwindigkeit von höchstens 10 bis 100 ns).
Hinzu kommt, daß in MOS-Schaltungen häufig hohe Lastwiderstände benötigt werden, die mit der Ausgangskapazität eine die Schaltgeschwindigkeit begrenzende Zeitkonstante bilden.

Zur Zeit abschätzbare Einsatzgebiete

Zusammenfassend läßt sich hinsichtlich des Einsatzes von MOS-Feldeffekttransistoren in der digitalen Rechentechnik folgende Einschätzung geben:
Digitale MOS-Schaltungen haben auf Grund der genannten Nachteile bis jetzt kaum Einsatzmöglichkeiten in sehr schnell schaltenden Systemen, da bipolare Transistoren vorläufig noch größere Schaltgeschwindigkeiten erreichen. Die MOS-

Ein genaues Analog-Digital-Koppelelement

G. NEIDHOLD und S. SPECK

Mitteilung aus dem Institut für Maschinelle Rechentechnik, Dresden

Das im folgenden beschriebene AD-Koppelelement ist für ein Zusatzgerät zu einem aus der ČSSR importierten Analogrechner MEDA 80 T vorgesehen, der eine Komponentengenauigkeit von 0,1 % besitzt. Um mit dem Analog-Digital-Koppelelement (AD-Koppelelement) keine größeren Fehler in die Rechenschaltung hineinzubringen, muß der Umschaltpunkt mit der gleichen Genauigkeit gewährleistet sein. Dies erfordert bei einer Rechenspannung des Analogrechners von ± 10 V eine Empfindlichkeit des AD-Koppelelements von ± 10 mV. Die minimale Rechenzeit des Analogrechners soll 50 ms betragen, woraus für das AD-Koppelelement eine höchstzulässige Schaltzeit von 50 µs folgt, wenn ihr Einfluß auf die Rechenzeit ebenfalls nur 0,1 % betragen darf.

Für regelungstechnische Zwecke, insbesondere in analogen Rechenschaltungen, werden häufig AD-Koppelelemente benötigt, die in Abhängigkeit von einer oder mehreren analogen Eingangsspannungen ein digitales Signal abgeben. In Analogrechnern werden AD-Koppelelemente mit DA-Koppelelementen oder auch Analogschaltern, wie z. B. Relais oder elektronische Schalter, zu Komparatoren zusammengeschaltet.

Anforderungen an das AD-Koppelelement

Ein AD-Koppelelement besteht im wesentlichen aus einem digitalen Schaltelement, wie z. B. einem Schmitt-Trigger und einem davorgeschalteten Gleichspannungsverstärker, der das Eingangssignal auf den zur Steuerung des jeweiligen Schaltelements notwendigen Wert verstärkt.
Im Bild 1 ist das Schaltsymbol für einen Komparator dargestellt. Die Stellungen des eingezeichneten Wechselschalters hängen von den Steuerspannungen U_{s1} und U_{s2} ab. Je nachdem, ob von den beiden Spannungen U_{s1} und U_{s2} die Differenz (Differenzverstärker) oder die Summe, z. B. mit einem Operationsverstärker, gebildet und verstärkt wird, ergeben sich die Umschaltbedingungen nach

$$U_o = \begin{cases} U_1 \text{ für } U_{s1} > U_{s2} \\ U_2 \text{ für } U_{s1} < U_{s2} \end{cases} \quad (1)$$

bzw.

$$U_o = \begin{cases} U_1 \text{ für } U_{s1} + U_{s2} > 0 \\ U_2 \text{ für } U_{s1} + U_{s2} < 0 \end{cases} \quad (2)$$

Die Schwierigkeiten bei der Entwicklung eines AD-Koppelelements bestehen im zweckmäßigen Aufbau des Gleichspannungsverstärkers. Häufig wird hierzu ein galvanisch gekoppelter Verstärker benutzt, für den sowohl gut stabilisierte Versorgungsspannungen als auch umfangreiche Maßnahmen zur Temperaturstabilisierung vorgesehen werden müssen. Die Verwendung eines Chopperverstärkers bringt, bedingt durch die beschränkte Chopperfrequenz und die am Ausgang des Verstärkers liegenden Siebglieder, eine relativ große Zeitverzögerung.
Die Anforderungen an die statischen und dynamischen Eigenschaften des AD-Koppelelements hängen vom jeweiligen Verwendungszweck ab. In analogen Rechenschaltungen bestimmen die Genauigkeit des verwendeten Analogrechners sowie die geforderte minimale Rechenzeit die Anforderungen an das AD-Koppelelement.

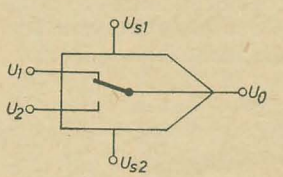


Bild 1: Schaltsymbol eines Komparators

Schaltungsbeschreibung

Für den Aufbau des nachfolgend beschriebenen AD-Koppelelements wird als Gleichspannungsverstärker ein Chopperverstärker mit einer hohen Chopperfrequenz von 100 kHz verwendet, wobei mit einer besonderen Schaltungsanordnung die sonst üblichen Siebglieder am Ausgang des Verstärkers und die damit durch sie hervorgerufene Verzögerung entfallen. Die nahezu rechteckförmige Ausgangsspannung des Verstärkers wird nicht gleichgerichtet und gesiebt, sondern differenziert, und die dabei erhaltenen Impulse werden phasenstarr zur Chopperfrequenz gleichgerichtet. Die übrigbleibenden Impulse, deren Polarität mit der der Eingangsspannung übereinstimmt, steuern einen Schmitt-Trigger, dessen Hysterese so gelegt wurde, daß seine Lage von den Steuerimpulsen bestimmt wird (Bild 2).

Transistoren sind jedoch noch keine voll ausgereiften Bauelemente (erst seit etwa 1964 auf dem Markt), und der weiteren Entwicklung auf diesem Gebiet ist daher mit Interesse entgegenzusehen.
Bei Anwendungen, wo es mehr auf geringen Leistungsbedarf und kleine Abmessungen ankommt als auf hohe Schaltgeschwindigkeit, fallen die technischen und ökonomischen Vorteile von MOS-Schaltkreisen – besonders in integrierter Form – voll ins Gewicht. Sie sind auf diesem Gebiet geeignet, die aufwendigeren bipolaren Schaltungen vorteilhaft zu ersetzen. Hier werden vor allem die eindeutigen ökonomischen und technischen Vorteile integrierter MOS-Großschaltungen wirksam.
Anwendungsmöglichkeiten von MOS-Schaltungen werden zur Zeit auf folgenden Gebieten gesehen:
Teilsysteme bei EDV-Anlagen
Kleinrechner (Tastaturelektronik)
Datenübertragung über Telefonanlagen
Digital-Analog-Umsetzer u. ä.

Zur Zeit erreichte Ergebnisse

Aus den vorangegangenen Ausführungen geht hervor, daß Feldeffekttransistoren ihre Vorteile besonders in integrierten Schaltungen offenbaren und daß integrierte MOS-Schaltungen infolgedessen äußerst wirtschaftlich und daher preiswert sind. Dies führt zu der Schlußfolgerung, daß besonders digitale MOS-Schaltungen in integrierter Bauweise in zunehmendem Maße auf dem internationalen Markt erscheinen müßten.
Diese Schlußfolgerung wird durch eine Marktanalyse bestätigt. Bereits ein Jahr nach Erscheinen der ersten MOSTs auf dem Markt, im Jahre 1964, wurde von der Firma General Micro-Electronics, USA, ein integriertes 20-bit-Schieberegister herausgebracht. Es enthält 120 MOSTs in einem TO 5 - Gehäuse und kostete 1250,– DM. Daß dieses Schieberegister bereits kurze Zeit nach dem Erscheinen der ersten brauchbaren MOSTs entwickelt wurde, zeigt, welche Bedeutung man der integrierten MOS-Schaltung beimißt. Tatsächlich stellt bei genügend beherrschter Technologie und einer entsprechenden Nachfrage die komplexe MOS-Großschaltung die wirtschaftlichste Form einer integrierten Schaltung dar. Inzwischen sind von mehreren amerikanischen Firmen eine Reihe der verschiedenartigsten digitalen MOS-Schaltungen in integrierter Technik auf dem Markt, und seit 1967 bietet die Firma General-Instrument eine Familie digitaler Großschaltungen unter der Bezeichnung „Komplexe MTOS - Schaltkreise" an.
Der Preis dieser digitalen MOS-Schaltungen beträgt, den Verkaufspreis von 1967 zugrunde gelegt, etwa 0,2 $ je Bauelement. Weitere Preisreduzierungen zeichnen sich ab.

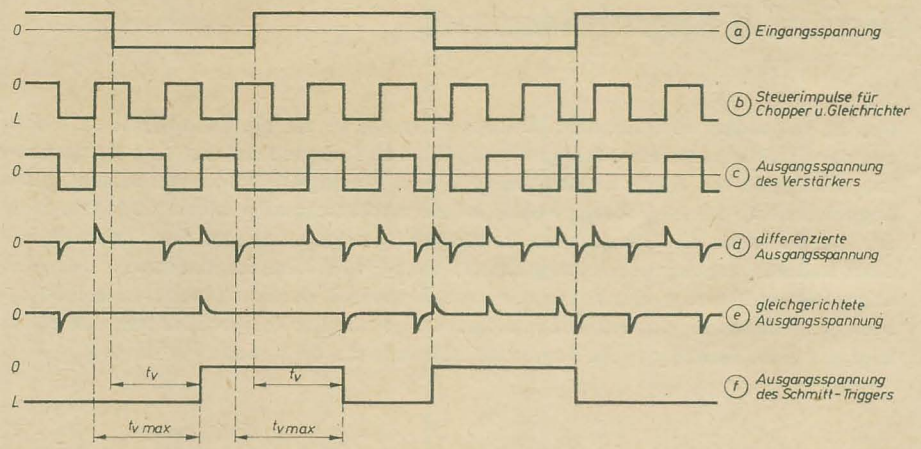
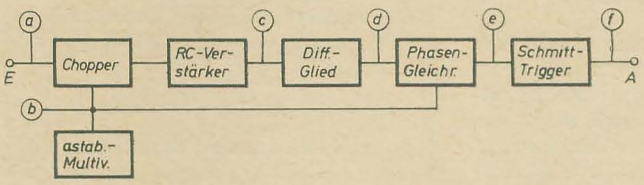


Bild 2: Impulsschema des AD-Koppelelements

Bild 4: Schaltung des AD-Koppelelements

Bild 3: Blockschaltbild des AD-Koppelelements



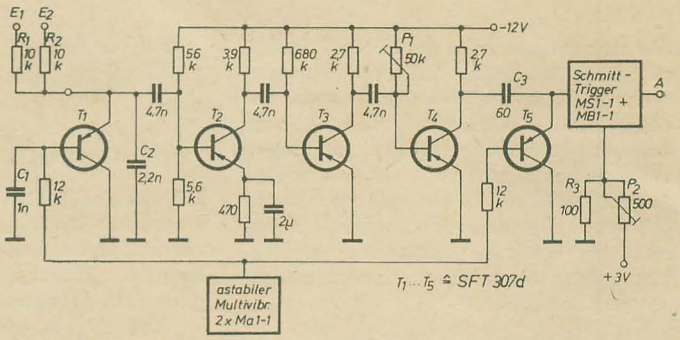
steinen 2× MA 1-1 des VEB Funkwerk Dresden besteht, angesteuert.

Betriebsergebnisse

Es hat sich gezeigt, daß mit dem hier beschriebenen Aufbau des AD-Koppelelements ohne weiteres eine Empfindlichkeit von ± 5 mV erreicht wird, wobei sich dieser Wert auch nach längerer Betriebszeit nicht ändert. Soll die Steuerung mit der Summe zweier Spannungen U_{S1} und U_{S2} erfolgen, so kann man die Summenbildung mit den Widerständen R_1 und R_2 (Bild 4) vornehmen. Durch den dabei gebildeten Spannungsteiler sinkt jedoch die Empfindlichkeit für die Steuerspannungen bei entgegengesetzter Polarität auf ± 10 mV herab.

Die dynamischen Eigenschaften des AD-Koppelelements wurden mit einer rechteckförmigen Eingangsspannung von 5 kHz ermittelt, wobei sich eine maximale Zeitverzögerung von 25 µs ergab. Die etwas größeren Zeiten gegenüber den vorherigen Überlegungen haben ihre Ursache in den zusätzlichen Zeitkonstanten, die durch die Koppelkondensatoren zwischen den einzelnen Verstärkerstufen zustande kommen.

Bei einer Eingangsspannung > 5 mV wird die letzte Stufe des RC-Verstärkers voll ausgesteuert. Die der Rechteckspannung überlagerten Störspannungen werden dabei unterdrückt. Ist nun der Betrag der Eingangsspannung < 5 mV, so gelangen die Störspannungen an den Schmitt-Trigger. Seine Stellung ist in diesem Bereich der Eingangsspannung nicht genau definiert, was im allgemeinen nicht stört. Man kann jedoch dieses Verhalten beseitigen, wenn man das Tastverhältnis der den Phasengleichrichter steuernden Rechteckspannung so verändert, daß bei einer Eingangsspannung < 5 mV alle Störimpulse durch einen verlängerten negativen Gleichrichterimpuls kurzgeschlossen werden.



Da der Schmitt-Trigger beim Eintreffen eines Impulses entsprechender Polarität sofort umschaltet, ergibt sich eine maximale Zeitverzögerung von 1,5 Perioden, im Mittel < 1 Periode der Chopperfrequenz.

Im Bild 3 ist das Blockschaltbild des AD-Koppelelements dargestellt. Die am Eingang liegende Analogspannung wird mit einem Transistorchopper in eine Rechteckspannung umgeformt und mit dem nachfolgenden RC-Verstärker verstärkt. Die Ausgangsspannung ist dabei so groß, daß die durch die geforderte Empfindlichkeit bedingte minimale Eingangsspannung von 10 mV die letzte Stufe voll aussteuert. Am Ausgang des Verstärkers liegt ein Differenzierglied, das aus den Flanken der Rechteckspannung Nadelimpulse erzeugt. In dem anschließenden Phasengleichrichter wird jeder zweite Impuls phasenstarr zur Chopperfrequenz kurzgeschlossen. Die übrigbleibenden Nadelimpulse steuern einen Schmitt-Trigger, dessen beide Umschaltspannungen symmetrisch zu Null liegen. Infolge der Hysterese des Schmitt-Triggers erhält man am Ausgang des AD-Koppelelements ein Gleichspannungssignal.

Den Schaltungsaufbau zeigt Bild 4. Der Chopper zum Umformen der Eingangsspannung in Rechteckimpulse besteht aus dem invers betriebenen Transistor T_1. Mit den beiden Kondensatoren C_1 und C_2 werden Störspannungen, die durch die dynamischen Eigenschaften des Transistors entstehen, vermindert. Der sich anschließende RC-Verstärker weist keine Besonderheiten auf. Mit dem Einstellregler P_1 vor der Endstufe des Verstärkers kann das Tastverhältnis der Rechteckspannung korrigiert werden.

Das Differenzierglied besteht zusammen mit dem Phasengleichrichter aus C_3 und dem als Schalter arbeitenden invers betriebenen Transistor T_5. In der ersten Halbperiode, in der T_5 gesperrt ist, erfolgt das Differenzieren mit dem RC-Glied, das aus C_3 und dem Eingangswiderstand des Schmitt-Triggers besteht. In der zweiten Halbperiode schließt T_5 die Impulse gegen Masse kurz.

Den Abschluß des AD-Koppelelements bildet der Schmitt-Trigger, der aus den Kompaktbausteinen MS 1-1 und MB 1-1 des VEB Funkwerk Dresden besteht. Die Schwellwerte des Schmitt-Triggers, der normalerweise zwischen den Versorgungsspannungen — 12 V und Masse betrieben wird, liegen etwa bei — 1 und — 2 V. Um die geforderte Symmetrie dieser Spannungen bezüglich Nullpotential zu erreichen, wird der Massepunkt mit dem Einstellregler P_2 und dem Widerstand R_3 auf ein entsprechendes positives Potential gebracht.

Zwei der hier beschriebenen AD-Koppelelemente sind auf einer Laborsteckkarte mit den Abmessungen 90 mm × 150 mm aufgebaut (Bild 5). Die Chopper und Phasengleichrichter beider Schalter werden gemeinsam von einem astabilen Multivibrator, der aus den Kompaktbau-

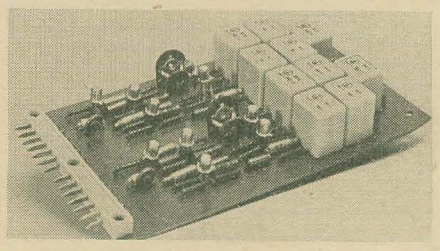


Bild 5: Aufbau des AD-Koppelelements

Literatur

[1] Adler, H.: Elektronische Analogrechner. VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1968

[2] Franke/Langer: Transistorzerhacker für einen Gleichstromindikator. radio und fernsehen 11 (1962), H. 17, S. 475

[3] Otto/Müller: Flächentransistoren. VEB Fachbuchverlag Leipzig

[4] Möhring, R.: Zur Dimensionierung des transistorisierten Schmitt-Triggers. Nachrichtentechnik 11 (1961), H. 4, S. 186

[5] Ingenieurarbeit, 67/1.6.2/52. Ingenieurschule für Elektrotechnik Mittweida

Digitales Einbauinstrument

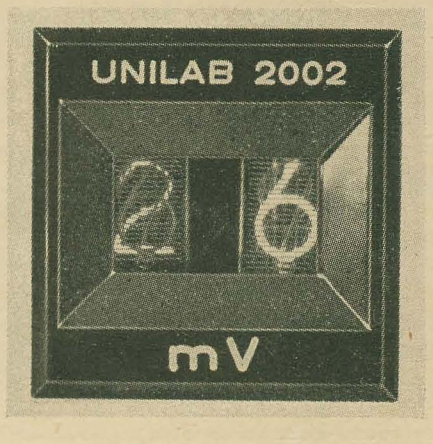


Bild 1: Ansicht des Einbauinstruments „2002"

Die Einführung digitaler Meßgeräte in Schalttafeln und Bedienungspulten scheiterte bisher am Preis und den zu erwartenden mechanischen Abmessungen. Es blieb aber nichts unversucht, die bekannten Vorteile digitaler Meßgeräte, z. B. höhere Genauigkeit und eindeutige Ablesung, auch diesem Anwendungsbereich zugänglich zu machen.

Die Fa. Unilab Electronics, München, entwickelte eine Reihe preisgünstiger digitaler Einbauinstrumente vornehmlich für den oben angeführten Anwendungszweck. Mit den Abmessungen 60 mm × 60 mm × 150 mm ist das zweistellige Meßgerät „Unilab 2002" (Bild 1) wahrscheinlich das kleinste auf dem Weltmarkt. Im Hinblick auf die zweistellige Anzeige wird die Genauigkeit mit 1 % angegeben [1].

Gegenüber digital anzeigenden Laborgeräten sind an die für den Schalttafeleinbau gedachten Meßgeräte höhere Anforderungen bezüglich Driftfreiheit, Selbsteichung, Anzeigespeicherung sowie der Reduzierung des Volumens zu stellen, denn sie können nicht individuell korrigiert, geeicht und gewartet werden. Eine Anzeigespeicherung, also eine stehende Anzeige, wird notwendig, weil eine Vielzahl nebeneinander angeordneter Meßgeräte ohne Speicherung unangenehmes Flackern verbreitet, was zu Ermüdungserscheinungen und zu Ablesefehlern führen kann.

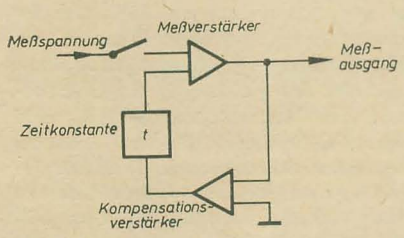


Bild 2: Prinzipschaltung der Driftkompensation

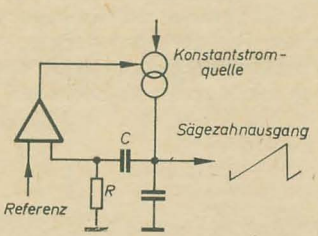


Bild 3: Prinzip der Selbsteichung

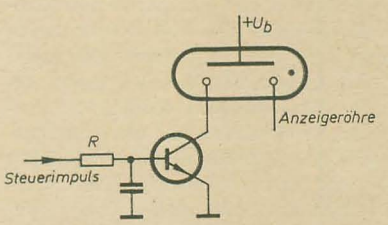


Bild 4: Anzeigespeicherung durch Zeitglied im Basiskreis des Treibertransistors

Schaltungskonzeption

Die annähernd driftfreie Messung stützt sich auf ein Verfahren, das bisher bei Digitalvoltmetern kaum üblich war. Während der Meßpause wird die im Analogverstärker entstandene Drift ermittelt und dann während der eigentlichen Messung kompensiert. Um die Driftabweichung festzustellen, wird der Analogverstärker vom Meßobjekt abgetrennt bzw. dessen Eingang kurzgeschlossen. Die darauf am Ausgang verfügbare absolute Drift wird einem Kompensationsverstärker zugeführt. Als Referenz für diesen Verstärker wird der Wert Null herangezogen und damit die Abhängigkeit von einer driftenden Vergleichsspannung umgangen (Bild 2).

Als Normal für die Selbsteichung werden ausgesuchte Zenerdioden verwendet. Auf eine zusätzliche Vorstabilisierung oder die Verwendung eines Thermostaten kann verzichtet werden. Die Selbsteichung arbeitet nach dem Regelprinzip (Bild 3). Dieses Verfahren läßt sich vorteilhaft mit der gewünschten Driftkompensation kombinieren. Ein zeitlinear ansteigender Sägezahn (Sägezahnverschlüsselung) dient als Vergleichsspannungsquelle. Durch Differentiation der Anstiegsflanke ergibt sich eine Rechteckspannung, die sich mit der Normalspannung durch einen Differenzverstärker vergleichen läßt. Die verfügbare Differenzspannung wird als Regelgröße dem Konstantstromgenerator für die Erzeugung der Sägezahnspannung und deren Nachführung zugeführt. Mit diesem Verfahren wird eine Linearität erreicht, die die Genauigkeit von Schalttafelzeigerinstrumenten weit übertrifft.

Für die Anzeigespeicherung wird die analog gespeicherte Information herangezogen. Hohe Ansprüche sind an die die Speicherzeit beeinflussenden Kondensatoren im Basiskreis der Treibertransistoren zu stellen (Bild 4) (HDK-Kondensatoren). Besondere Aufmerksamkeit ist auch dem sogenannten Second-break-down-Effekt (zweiter Durchbruch) [2] der Treibertransistoren zu widmen.

Die Miniaturisierung des Gerätes wurde durch die Verwendung integrierter Schaltkreise möglich. Die Schaltung wurde mit preiswerten DTL-Logiken aufgebaut. Sie haben den gleichen Störabstand von etwa 1 V wie die teureren TTL-Kreise. Die konsequente Anwendung von ISs führt auch zu der unbedingt erwünschten Verbesserung der Zuverlässigkeit des Gerätes. Die Meßwerte werden durch gasgefüllte Ziffernanzeigeröhren mit etwa 16 mm hohen Ziffern angezeigt.

Folgende Daten charakterisieren das digitale Einbauvoltmeter „2002":

Der Meßbereich, ohne Vor- oder Parallelwiderstände, bei einem Eingangswiderstand von 1 MΩ, erstreckt sich von 0 bis 99 mV. Unter diesen Bedingungen werden Störspannungen bei einer Frequenz von 50 Hz mit 30 dB und solche von 1 kHz mit 70 dB unterdrückt.

Für den wahlweise vorzusehenden Drukkeranschluß besteht die Möglichkeit, die Meßwerte im 1-2-4-8-Code dem Einbauinstrument zu entnehmen.

Der eingebaute Netzteil ist für 110 oder 220 V ausgelegt und berücksichtigt die möglichen Betriebsfrequenzen von 50 bzw. 400 Hz (400 Hz wird als Betriebsfrequenz in Bordanlagen von Flugzeugen und Schiffen verwendet). Der zulässige Temperaturbereich ist mit +10 ··· +55 °C angegeben.

Müller

Literatur

[1] Intern. Elektron. Rundschau 21 (1967), H. 9, S. 233 und 234

[2] Leistungstransistoren leisten weniger! radio und fernsehen 15 (1966), H. 15, S. 473

Die Dreistrahl-Gitterröhre

Teil 2 und Schluß

G. EMMRICH

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik

Technologische Besonderheiten der Dreistrahl-Gitterröhre

Beschirmung

Bei der Maskenröhre erfolgt die Fixierung der ineinander verschachtelten Grundfarbraster des Leuchtschirms bekanntlich dadurch, daß man das jeweils auf den Schirmträger aufgeschleuderte sensibilisierte Leuchtstoff-Gelatine-Gemisch (Slurry) mittels einer quasi punktförmigen UV-Lichtquelle von dem entsprechenden Farbzentrum der Ablenkebene durch die Löcher der Maske hindurch belichtet. Auf diese Weise werden die vom Licht getroffenen Stellen der Slurry gehärtet, während die von den vollen Teilen der Maske abgeschirmten Stellen, an denen später auf gleiche Art die restlichen beiden Grundfarbraster zu fixieren sind, selektiv herausgelöst werden können. Um an allen Schirmstellen die richtige Leuchtfleckgröße zu erzielen, müssen diffizile Halbschatteneffekte ausgenutzt werden, wodurch der ganze Prozeß äußerst umweltabhängig wird (hohe Anforderung an Temperatur- und Feuchtekonstanz). Darüber hinaus sind die Belichtungszeiten relativ lang, was die Gefahr von Kreuzverunreinigungen zwischen den einzelnen Rastern mit sich bringt.
Die an sich für solche Zwecke naheliegende Methode der fotochemischen Kontaktkopie verbietet sich hier hauptsächlich deshalb, weil die nach ihrem Ätzprozeß zwar noch absolut kongruenten Lochstrukturen der einzelnen Maskenfolien im Verlaufe des anschließenden Verformungsprozesses naturgemäß unverhältnismäßig großen statistischen Schwankungen unterliegen. Deshalb muß während des gesamten Beschirmungsprozesses eine unaustauschbare Zuordnung zwischen Maske und ihrem zugehörigen Kolbenboden gewährleistet werden. Diese Schwierigkeiten entfallen bei der Gitterröhre, da sich gespannte ebene Drahtgitter ohne Schwierigkeit mit der notwendigen Konstanz ihrer Geometrie produzieren lassen.

Der Chromatronschirm läßt sich daher mit scharfen Konturen in relativ kurzen Zeiten unter Verwendung von evtl. vorverzerrten Kopierschablonen mit bedeutend geringerem Aufwand in einem der bekannten Kontaktdruckverfahren, z. B. im fotochemischen Lichtdruck, produzieren.

Herstellung und Halterung des Fokussiergitters

Während die kompakte Lochblende der Maskenröhre in einem zwar weitgehend mechanisierbaren, aber äußerst aufwendigen chemigrafischen Ätzverfahren vorgefertigt, verformt und auf einen stabilen Metallrahmen gepunktet wird, bietet sich zur Erzeugung des feinen gespannten Drahtgitters der Chromatronröhre die konventionelle und im Prinzip einfache Wickeltechnik an.
Darüber hinaus ist es möglich, wie bereits von General Electric [1] [3] und auch in der neuesten Variante der französischen Röhre praktiziert [5], dieses Drahtgitter bei dem für Farbbildröhren charakteristischen Verlötungsprozeß ihres jetzt temperaturempfindlichen Kolbenbodens und Kolbenkonus in die Lötnaht in gespanntem Zustand einzubetten. Indem die Glasteile in dieser einfachen Weise selbst als Träger des Drahtgitters benutzt werden, kann jeglicher Halterahmen entfallen. Ein solcher Rahmen müßte sehr stabil und damit schwer sein; denn er hätte bei einer Drahtspannung von etwa 800 g (Mikrophonie!) und einer Drahtzahl von etwa 650 (Auflösung!) eine Gesamtlast von $^1/_2$ Tonne zu tragen. Der Ersatz des kompakten Lochmaskenkomplexes durch ein feines, hochtransparentes Drahtgitter, das zudem noch von den Glasteilen des Kolbens selbst getragen wird, dürfte sich auf jeden Fall günstig auf Lebensdauer und Kosten der Röhre auswirken.
Es hat sich darüber hinaus gezeigt, daß ein zwischen die Glasteile eingespanntes Drahtgitter eine gewisse stabilisierende Wirkung auf die Festigkeit des gepumpten Kolbens ausübt [5]. Dadurch wurde es möglich, einen total ebenen Kolbenboden vertretbarer Dicke (18 mm für die 60-cm-Ausführung) direkt als Schirmträger zu verwenden. Die mit der Sandwichkonstruktion verbundenen Nachteile auf Grund des sog. Fensterscheibeneffekts sind damit vollständig beseitigt. Ferner gibt es keinerlei geometrische Bildverzeichnungen bei seitlicher Betrachtung des Fernsehbildes. Die aus Gründen der Landegenauigkeit der Elektronenstrahlen auf den Farbstreifen zu fordernde Flächengenauigkeit von einigen Hundertstel Milimeter läßt sich durch Nachverarbeitung der ebenen Schirmfläche leicht erreichen.

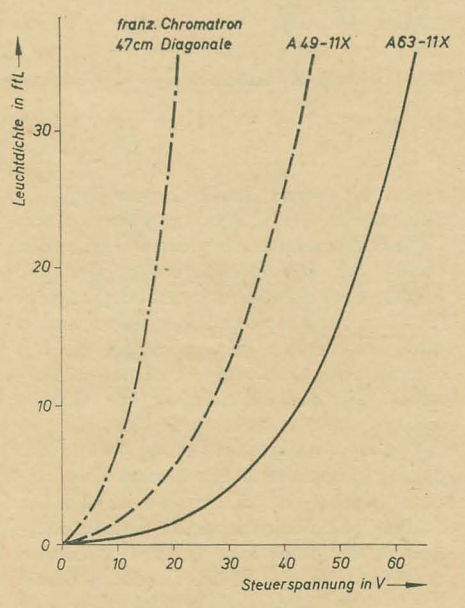


Bild 8: Steuerspannungsbedarf von Farbbildröhren

Betriebsdaten

Leuchtdichte und Auflösung

Soll eine annehmbare Bildqualität erreicht werden, muß ein Fernsehbild unter ungünstigen Betrachtungsbedingungen (helle Umgebung) eine mittlere Mindestleuchtdichte von 30 Footlambert aufweisen. Dieser Wert darf auch, jedenfalls in der europäischen Fernsehnorm mit ihrer im Vergleich zur amerikanischen Norm um 10 Hz kleineren Rasterwechselzahl von 50 Hz, nicht wesentlich überschritten werden, da sonst ermüdende Flimmereffekte in Erscheinung treten.
Die Maskenröhre A63-11X braucht bei einer Schirmspannung von 25 kV zur Erzeugung eines weißen Rasters von 30 Footlambert einen Gesamtstrahlstrom von 1,5 mA, der gleichzeitig die Grenzbelastung der Maskenröhre darstellt. Eine Dreistrahl-Gitterröhre gleichen Formats und gleicher Schirmspannung könnte jedoch ein Raster gleicher Helligkeit bereits mit nur 400 μA erzeugen [5]. Der Aufwand an Strahlleistung ist also im Falle der Dreistrahl-Gitterröhre etwa im Verhältnis der Transparenzen von Lochmaske und Fokussiergitter reduziert. Darin liegt der Vorteil hinsichtlich der Leuchtdichte.
Eine Dreistrahl-Gitterröhre heller zu betreiben als die Maskenröhre ist wegen der bereits genannten Begrenzung durch den Flimmereffekt nicht sinnvoll und aus Auflösungsgründen auch nicht möglich, da bei der etwa um ein Drittel kleineren Strahlspannung (7,5 gegen 25 kV) nach elektronenoptischen Gesetzmäßigkeiten auch nur etwa ein Drittel des in der Maskenröhre nutzbaren Stroms hinreichend konzentriert werden kann. Andererseits können bei den für den Normalbetrieb charakteristischen niederen Durchschnittsströmen infolge der geringen Ausnutzung der verfügbaren Steuerbasis (Absolutbetrag der Sperrspannung) die Stromspitzen mit maximaler Bildschärfe wiedergegeben werden.

Kontrast

Die Hauptkritik am Chromatron konzentrierte sich lange Zeit auf seine funktionsbedingte Neigung zur Bildverwaschung. Diese kontrastvermindernde zusätzliche Aufhellung der dunklen Bildstellen des Schirms erfolgte durch die vom Schirm reflektierenden Primärelektronen und die vom Gitter ausgelösten Sekundär- und reflektierten Primärelektronen, die im Gegensatz zur Maskenröhre in dem Feld zwischen Fokussiergitter und Farbschirm (etwa 17 kV) eine starke Beschleunigung erfahren und daher mit unverhältnismäßig großer Wucht die Aluminiumschicht des Schirms durchstoßen. Durch Entwicklungen von General Electronic angeregt [11], wird diesem grundsätzlichen Mangel bei der französischen Röhre dadurch begegnet, daß man zur Dämpfung des Elektronenreflexionskoeffizienten des Schirmkomplexes auf die Aluminiumschicht eine kolloidale Suspension von Graphitkörnchen in Äthylalkohol aufstäubt [5]. Durch dieses Verfahren ist der Kontrast des Chromatrons, insbesondere der Grobkontrast, mit dem der Maskenröhre vergleichbar geworden. Eine stärkere Graueinfärbung des Schirmglases in Verbindung mit der auch dann noch wesentlich geringeren mittleren Strombelastung des Leuchtschirms läßt farbige Bilder auf der Gitterröhre selbst bei Tagesauflicht noch scharf und farblich gut kontrastiert erscheinen, wo die entsprechende Wiedergabe bei gleicher Helligkeit auf der Maskenröhre bereits verwaschene Bilder zeigt.

Elektrische Daten

Ein wesentlicher Vorteil der Dreistrahl-Gitterröhre hinsichtlich ihrer Ansteuerung liegt, abgesehen von der schon erwähnten geringen Strahlleistung und der damit verbundenen geringen Steuerspannung (Bild 8), in der durch die kleine Strahlspannung im Ablenkraum bei gleicher Halsweite um etwa ein Drittel gegenüber der Maskenröhre reduzierten Ablenkleistung, in die auch die dynamische Konvergenz eingeht. Beide Faktoren begünstigen eine Volltransistorisierung des Empfängers. Demgegenüber muß aus Gründen der Landegenauigkeit des Elektronenstrahls auf den Farbstreifen das Spannungsverhältnis zwischen Farbschirm und Gitter auf $1\,^0/_{00}$ konstant gehalten werden.

Wenn man die drei Strahlsysteme statt in den Eckpunkten eines gleichseitigen Dreiecks, wie bei der Maskenröhre, in einer Ebene anordnet, lassen sich die für eine exakte Konvergenzeinstellung über der gesamten Schirmfläche erforderlichen Freiheitsgrade und der damit verbundene Schaltungsaufwand reduzieren [12]. In den Tabellen 1 und 2 sind beispielsweise einige Betriebsspannungen der Dreistrahl-Gitterröhre und Leistungswerte eines volltransistorisierten Empfängers zusammengestellt.

Zusammenfassung

Die französische Gitterröhre bietet bei vergleichbarer Bildgüte gegenüber der Maskenröhre eine Reihe konstruktions- und betriebsbedingter Vorteile, die den Produktionsaufwand für die Röhre und den Empfänger günstig beeinflussen dürften. Solche technologischen und wirtschaftlichen Vorteile können der Verbreitung des Farbfernsehens förderlich sein.

Tabelle 1: Betriebsbeispiel für ein französisches Dreistrahl-Chromatron mit 47-cm-Schirmdiagonale [13]

Schirmspannung:	25 kV
Spannung der Farbkorrekturelektrode:	10 kV
Konusspannung:	8,6 kV
Spannung des Fokussiergitters:	7,1 kV
Fokussierspannung des Strahlsystems:	2,5 kV
Beschleunigungsspannung des Strahlsystems:	400···500 V
Sperrspannung:	— 50 V
Steuerspannung (bei einem Strahlstrom von 100 µA für ein weißes Raster):	15 V
Leuchtdichte, auf weißem Raster von 395 mm×310 mm bei einem Strahlstrom von 100 µA:	15 Footlambert

Tabelle 2: Leistungswerte eines volltransistorisierten Empfängers mit einem 47-cm-Dreistrahl-Chromatron

Zeilenablenkung mit dyn. Konvergenz und Kissenentzerrung:	11 W
Bildablenkung:	4 W
Hochspannung bei gesperrtem Strom:	13 W
Hochspannung bei 500 A Strahlstrom:	25 W
Versorgung + 19 V (Zwischenfrequenz + Chroma + Regulierung):	8 W
Versorgung 100 V (NF Ton+Chroma):	1,5 W
bei mittlerer Bildhelligkeit aufgenommene Netzleistung:	88 VA

Literatur

[1] Flechsig, W.: DP Nr. 736 575 v. 13. 5. 1943

[2] Lawrence, E.: US Patente 2 692 532, 2 695 072, 2 711 493, 2 721 288 (1954–1955)

[3] Lob, C. G.: General Electric Postacceleration Color Tube. IRE Convention Record (1956), Part 3, S. 114–116

[4] Ramberg, E. G.: Focussing Grill Color Tubes. IRE Convention Record (1956), Part 3, S. 128–134

[5] Bonvalot, P.: (CFT) Un Nouveau Tube-Image pour la Télévision en Couleur. L'Onde Electrique, Sept. (1967), S. 1089–1093

[6] Bruch, W.: Farbbildröhren. Telefunken Zeitung 38 (1965), H. 1

[7] Emmrich, G., und Richter, M.: Bildwiedergaberöhren zum Empfang von Farbfernsehsendungen. radio und fernsehen 16 (1967), H. 12, S. 361–363

[8] Heil, H.: Correct Prints of Color Tube Screens. IRE Convention Record (1956), Part 3, S. 118–121

[9] Chromatic Television Laboratories. Deutsche Auslegeschrift 1 202 819, Kl. 21a1 - 32/54

[10] General Electric Company. Deutsche Auslegeschrift 1 020 409, Kl. 21a1 - 32/54

[11] General Electric Company. Deutsche Auslegeschrift 1 134 702, Kl. 21a1 - 32/54

[12] Gethmann, R.: A Deflection and Convergence System for Use with the Color Picture Tubes. IRE Convention Record (1956) Part. 3, S. 84–89

[13] Compagnie Française de Télévision. Technischer Bericht für die Fachpresse über die Gitterröhre für Farbfernsehen der CFT

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik, Elektroakustik, Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 10 (1968)

■ **Ultraschall-Focoscan-Anlage zur Aufnahme von A-, B-, C- und 3D-Bildern in der medizinischen Ultraschall-Diagnostik**
Mit der beschriebenen Ultraschall-Focoscan-Anlage lassen sich bei relativ großer Apertur der Schallstrahlung universell A-, B-, C- und auch 3D-Bilder hoher Auflösung aufnehmen. Ein weiterer Vorteil ist eine zu anderen Schnittbildverfahren relativ einfache Ausführung der Abtastmechanik und der Elektronik für die Bildschreibung. Durch die Anwendung der 3D-Aufnahmetechnik ist es erstmalig möglich geworden, einen bestimmten zu untersuchenden Raum mit wenigen Aufnahmen lückenlos zu erfassen, wobei ein hohes Auflösungsvermögen in allen drei Raumkoordinaten gewährleistet ist.

■ **Doppelsteuerung von MOS-Transistoren**

■ **Messung der Bahnwiderstände von Feldeffekt-Transistoren**

■ **Schaltung zur Realisierung logischer Funktionen mit invers betriebenem Vielfachemitter-Transistor**

Es wird eine Grundschaltung mit parallelen Eingangstransistoren und einem invers betriebenen Vielfachemitter-Transistor am Ausgang beschrieben. Diese Schaltung wird als TITL-Grundschaltung bezeichnet und hat den Vorteil, daß sie sowohl nach der bekannten Transistortechnologie ohne isolierte Gebiete als auch nach den anderen bekannten Isolationsverfahren hergestellt werden kann. Sie ist mit der DCTL verwandt, jedoch ist bei ihr die Störsicherheit beträchtlich größer.

■ **Lehrgang Programmierung**

Einführung in die Programmierung elektronischer Digitalautomaten für wissenschaftlich-technische Berechnungen der Nachrichtentechnik und Elektronik – ALGOL-Programmierung, 24. Fortsetzung

■ **Zwei allgemeine Eigenschaften der aktiven RC-Schaltung zweiten Grades**

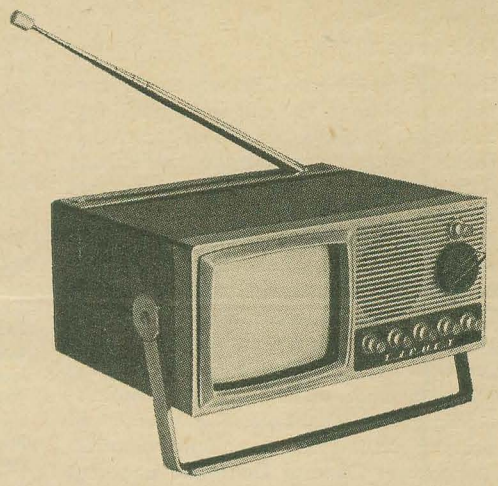
■ **Auswertung von Ortskurven magnetostriktiver Ultraschallwandler**

Von einem magnetostriktiven Wandler mit konzentrierten Parametern werden die Vierpoldarstellungen und die daraus folgenden Zweipolersatzschaltbilder untersucht. Insbesondere wird auf die Darstellung der Frequenzabhängigkeit der Ersatzschaltelemente Wert gelegt. Nach einem Vergleich der beiden Ersatzschaltungen wird eine theoretische Synthese der Leitwertortskurve des magnetostriktiven Schwingers vorgenommen, um die Analyse der in der Praxis gemessenen Ortskurven zu erläutern.

■ **Über den Einfluß von Schallfeldstörungen auf die Messung von Druckgradientenempfängern**

Theoretische und experimentelle Untersuchungen behandeln den Einfluß von Raumgröße, Reflexionsfaktor der Wandauskleidung und Art der Schallquelle auf das Schallfeld in einem reflexionsarmen Meßraum. Die Auswirkung der Schallfeldstörungen auf die Messung des Übertragungsfaktors und der Richtcharakteristik von Druckgradientenempfängern wird ermittelt.

Sowjetischer Fernsehempfänger „Turist“



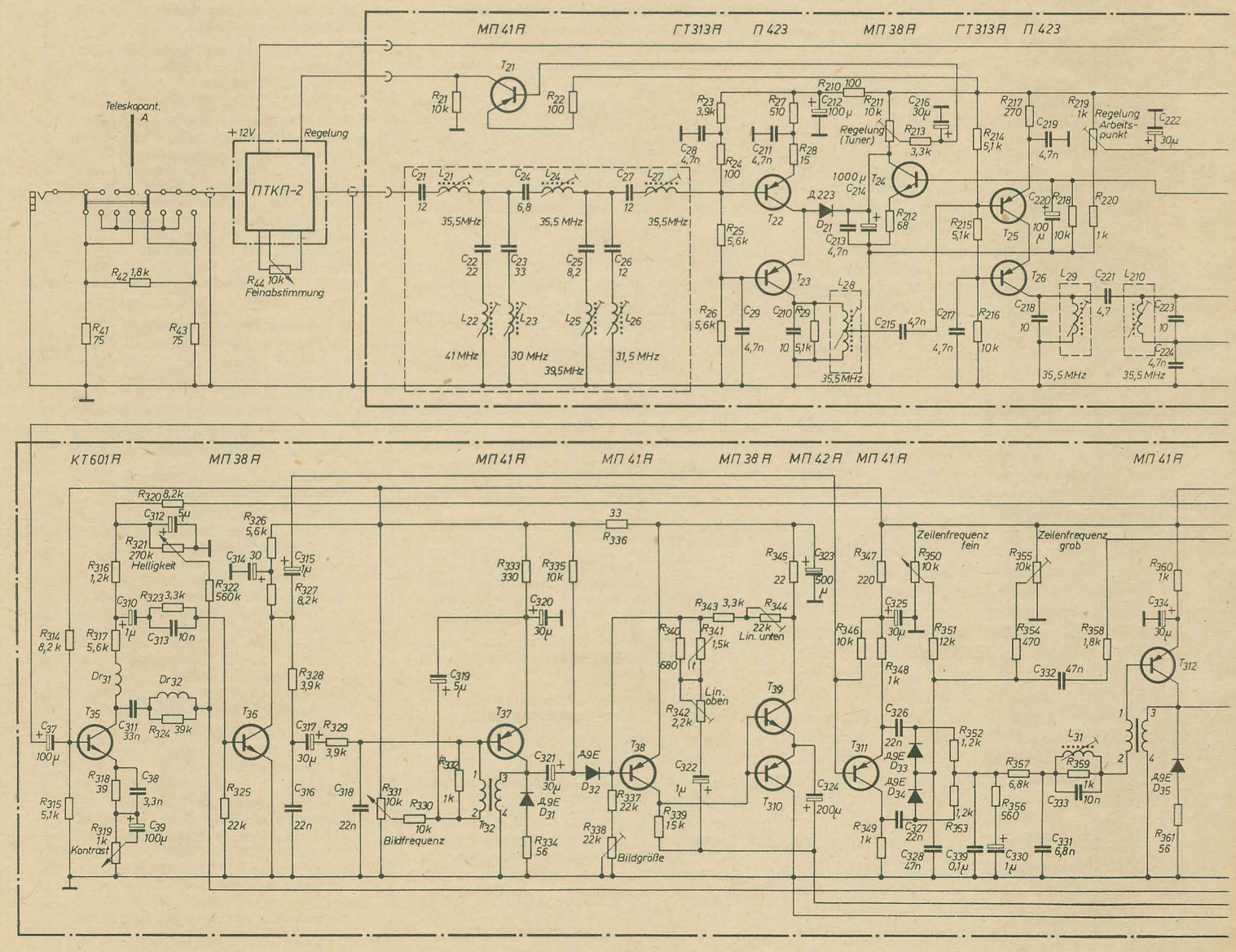
Bei dem von einem Ingenieurkollektiv konstruierten tragbaren Transistor-Fernsehempfänger „Turist“ wurden einige Schaltungseinzelheiten (z. B. Verstärkungsregelung und Vertikalablenkung) auf neue Art gelöst, so daß an der transistorisierten Fernsehtechnik interessierte Amateure viele Anregungen in dieser Schaltung finden werden.

Schaltung

Das Fernsehsignal gelangt von der Antenne an den Eingang des Tuners über einen Eingangswahlschalter mit vier Stellungen: Außenantenne direkt bzw. mit 20facher Dämpfung, Teleskopantenne direkt bzw. mit 20facher Dämpfung.

Der Tuner besteht aus HF-Vorstufe, Mischstufe und Oszillatorstufe, die mit Transistoren vom Typ ГТ 313 Б bestückt sind. Zur Unterdrückung von Störungen, die in den ZF-Bereich fallen, ist vor dem Eingangs-π-Kreis ein Filterkomplex angeordnet. Die Induktivität des π-Gliedes ist für zwölf Kanäle umschaltbar. Der Transistor T_{11} arbeitet als HF-Verstärker in Basisschaltung. Die HF-Vorstufe wird geregelt und wirkt auf ein für jeden Kanal umschaltbares HF-Bandfilter.

Die Mischstufe mit T_{12} ist in Emitterschaltung aufgebaut. An ihrem Ausgang liegt der erste ZF-Kreis mit L_{152} ($\approx$ 35 MHz). Der Ausgang des Tuners ist auf 75 Ω ausgelegt. Der Schwingkreis des kapazitiven Dreipunktoszillators, mit T_{13} in Basisschaltung aufgebaut, besteht aus L_{14} (umschaltbar), C_{121}, der Kapazitätsdiode Д 902 (D_{12}) sowie aus entsprechenden Transistor- und Schaltkapazitäten. Die Oszillatorfeinabstimmung erfolgt mit Hilfe des Potentiometers R_{44} über die Kapazitätsdiode. Diese Stufe wird durch die Z-Diode $Д_{11}$ (Д 808) stabilisiert. Der Bild-



ZF-Verstärker enthält zwei Kaskodestufen (T_{22}, T_{23} und T_{25}, T_{26}) mit den Transistoren ГТ 313 А und П 423.

Die gewählte Schaltung arbeitet sehr stabil, erfordert keine Neutralisation und gewährleistet ein hocheffektives System zur automatischen Verstärkungsregelung ohne pegelabhängige Verzerrung der Durchlaßcharakteristik. Am Eingang des ZF-Verstärkers ist ein 7-Kreis-Selektivfilter angeordnet, das dem Verstärker die erforderliche Frequenzcharakteristik vermittelt. Die erste ZF-Stufe arbeitet auf den bandmittenabgestimmten Kreis L_{28}, C_{210}, der zur Erzielung der geforderten Bandbreite mittels R_{29} bedämpft ist. Ausgangs der zweiten Stufe liegt ein auf 35,5 MHz abgestimmtes, überkritisch gekoppeltes Bandfilter L_{29}, C_{218}, C_{221}, L_{210}, C_{223}, dem sich der Videodemodulator mit der Diode Д 20 (D_{24}) anschließt. Das Videosignal negativer Polarität gelangt an die Basis des Emitterfolgers T_{28} (П 423) und von diesem zum Videoendstufentransistor T_{35} (КТ 601 А).

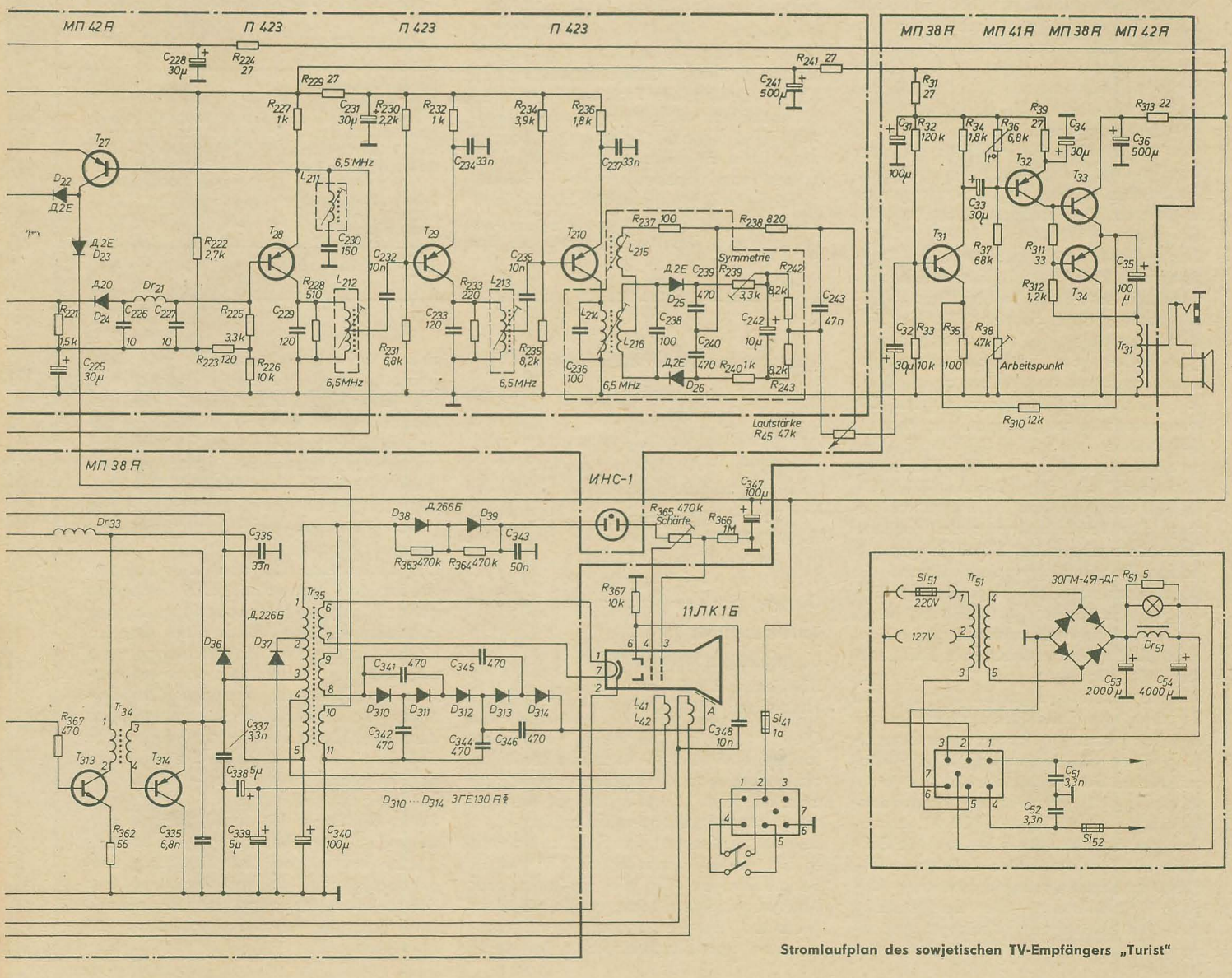
Für die Differenzfrequenz (6,5 MHz nach OIRT) wirkt T_{28} in Verbindung mit dem Fallenkreis L_{211}, C_{230} als Emitterstufe, so daß am Kollektorkreis L_{212}, C_{229} die verstärkte DF zur Verfügung steht, die in zwei weiteren Stufen mit T_{29} und T_{210} (П 423) verstärkt wird. Der sich anschließende FM-Demodulator ist als Verhältnisgleichrichter mit den Dioden D_{25}, D_{26} (Д 2 Е) aufgebaut.

Es folgt ein dreistufiger NF-Verstärker. Die Vorstufen mit den Transistoren T_{31} (МП 38 А) und T_{32} (МП 41 А) weisen keine Besonderheiten auf. Die zweite Vorstufe ist galvanisch mit der komplementären Gegentaktendstufe T_{33} (МП 38 А), T_{34} (МП 42 А) verbunden. Die Temperaturstabilisierung übernimmt R_{36}, während R_{38} zur Arbeitspunkteinstellung der Endstufe dient. Der Lautsprecher, bei Kopfhörerbetrieb automatisch abgeschaltet, ist über den Autotrafo Tr_{31} an die Endstufe angepaßt. Eine Gegenkopplung wirkt vom Ausgang auf die erste NF-Stufe.

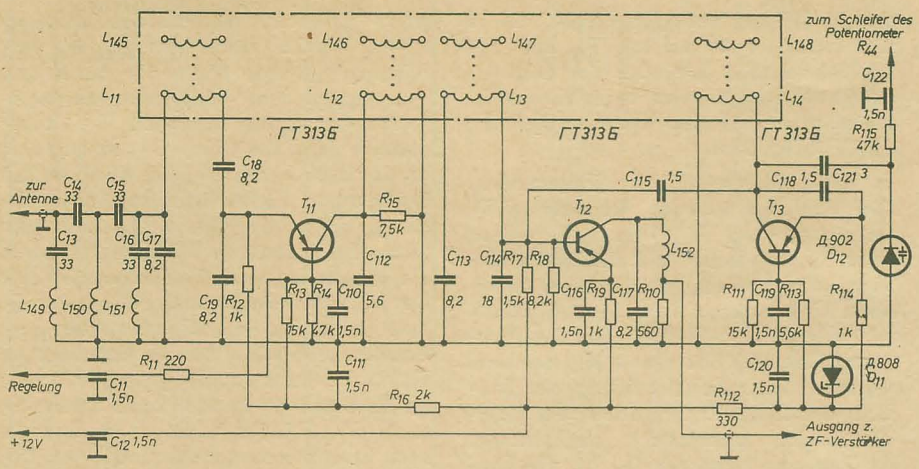
Das System der automatischen Verstärkungsregelung besteht aus der Schwellwertstufe mit dem Transistor T_{27} (МП 42 А) und aus zwei Gleichstromverstärkerstufen mit den Transistoren T_{21} (МП 41 А) und T_{24} (МП 38 А).

Wenn keine positiven Zeilenrücklaufimpulse auftreten, die an der Wicklung 10–11 des Zeilentransformators Tr_{35} entnommen werden, fließt der durch das Videosignal oder Störsignale hervorgerufene Strom des Transistors T_{27} hauptsächlich durch die Diode D_{23}, so daß sich an der Ladung von C_{220} nichts ändert. Bei anliegenden Zeilenrücklaufimpulsen (Tastung) sperrt die Diode D_{23}, und der Strom des Transistors T_{27} fließt nur durch die Diode. D_{22} und C_{220} laden sich auf. Der Ladestrom ist proportional der Amplitude der im Videosignal enthaltenen Zeilensynchronimpulse, die vom Emitterfolger T_{28} an die Basis von T_{27} gelangen.

Im Zeitabschnitt, in dem keine Synchron- und Zeilenrücklaufimpulse vorhanden sind, ist das Potential der Anode von D_{22} annähernd Null, so daß sie durch die Kondensatorspannung (C_{220}) gesperrt ist. Der Kondensator entlädt sich über R_{218} und den Eingangswiderstand des Transistors T_{24}. Über D_{21} ist der Kollektor T_{24} mit dem Kollektorkreis T_{22} der ersten Bild-ZF-Stufe verbunden. In Abhängigkeit von der Größe der Steuerspannung an der Katode von D_{21} ändert sich der Strom im T_{23} Die Stromregelung setzt ein, wenn das Anodenpotential von D_{21} höher ist als das



Stromlaufplan des sowjetischen TV-Empfängers „Turist"



Tunerschaltung

Katodenpotential. Dann teilt sich der Strom von T_{22} zwischen dem Transistor T_{23} und der Diode auf. Vergrößert sich der Strom von T_{24}, beeinflußt von der Spannung an C_{220}, so verringert sich der Strom durch T_{23} und folglich auch die Verstärkung (Stromverteilung). Der Gleichstromarbeitspunkt von T_{23} ändert sich im gesamten Arbeitsbereich des Regelsystems praktisch nicht. So bleibt auch der Ausgangswiderstand der geregelten Stufe konstant. Das Regelsystem arbeitet verzögert; der Einsatzpunkt wird von der mit R_{219} einstellbaren Emitterspannung von T_{27} bestimmt. An die HF-Vorstufe gelangt die Regelspannung vom Kollektor des T_{21} ebenfalls mit einer Verzögerung, um günstige Signal/Rauschverhältnisse bei kleinen Eingangssignalen zu erzielen. Die Verzögerung wird mit R_{211} eingestellt.

Das Amplitudensieb wurde mit dem Transistor МП 38 А (T_{36}) aufgebaut. Die Synchronimpulse werden in negativer Polarität an R_{327} abgenommen. Die Vertikalimpulse, mittels eines zweigliedrigen Integriergliedes vom Synchrongemisch getrennt, gelangen unmittelbar an die Basis von T_{37} des Vertikalsperrschwingers. Die Horizontalimpulse gelangen zur Phasenumkehrstufe mit T_{311} (МП 41 А) und arbeiten gegenphasig auf den Phasendiskriminator mit den Dioden D_{33}, D_{34} (Д 9 Е) zur indirekten Zeilensynchronisierung. Der Vergleichsimpuls des örtlichen Generators wird in den Verbindungspunkt beider Dioden eingespeist, während die Regelspannung nach entsprechender Siebung an der Basis T_{312} (МП 41 А) wirkt, der als Horizontalsperrschwinger aufgebaut ist. Zur Verbesserung der Frequenzstabilität dient der auf 23 kHz abgestimmte Stabilisierungskreis L_{31}, C_{333}. Die Regelung der Zeilenfrequenz erfolgt mit R_{350} (fein) bzw. R_{355} (grob) durch Einspeisung einer Gleichspannung in die Phasenbrücke. Der Kollektorkreis des Transistors T_{312} ist galvanisch mit dem Basiskreis des Treibers T_{313} (МП 38 А) verbunden, der über den Trafo Tr_{34} auf die Endstufe mit T_{314} wirkt. Der Zeilentrafo Tr_{35} übernimmt neben seiner eigentlichen Aufgabe (Ablenkstrom) die Bereitstellung von verschiedenen Versorgungsspannungen:

Heizspannung für die Bildröhre (1,3 V),
Kollektorspannung des
Video-Endtransistors T_{35} (80 V),
Schirmgitterspannung der Bildröhre (300 V),
Fokussierspannung der Bildröhre (450 V),
Hochspannung der Bildröhre (9 kV).

Die Hochspannung gewinnt man aus einer speziellen Wicklung des Zeilentrafos durch Gleichrichtung und Vervielfachung (D_{310} bis D_{314}).

Die Vertikalstufe enthält den Sperrschwinger mit dem Transistor T_{37} МП 41 А) und die Treiberstufe mit T_{38}, die zusammen mit der Komplementärendstufe (T_{39}, T_{310}) als Spannungsintegrator wirkt. Beim Eintreffen eines positiven Impulses vom Sperrschwinger (Rücklauf) sperrt T_{38}, und T_{310} öffnet sich bis zur Sättigung. C_{322} lädt sich über T_{310}, R_{342}, R_{340}, R_{341}, D_{32} und die Kollektor-Emitterstrecke des gesättigten Transistors T_{37} bis annähernd auf die Speisespannung auf. Nach Beendigung des positiven Impulses öffnet sich T_{38}, seine Kollektorspannung ändert sich sprungartig. Die kapazitive Gegenkopplung zwischen dem Kollektor und der Basis des Transistors T_{38} gewährleistet einen praktisch konstanten Ladestrom von C_{322}. Das führt zu einem linearen Spannungsverlauf am Kollektor von T_{38} und folglich zu einem sich linear ändernden Strom in den Ablenkspulen.

Die Amplitude des Ablenkstroms wird mit R_{338} (Bildgröße), die Linearität mit R_{342} (Linearität oben) und R_{344} (Linearität unten) eingestellt. Der vertikale Rücklaufdunkeltastimpuls gelangt über C_{324}, C_{348} an das Steuergitter der Bildröhre.

Der Fernsehempfänger kann mit dem Akkumulator 10 КНГ–3,5 Д, einem 12-V-Autoakku und auch mit Trockenelementen vom Typ „Mars" oder „Saturn" betrieben werden. Bei Netzbetrieb und zur Aufladung der Akkumulatoren steht ein abnehmbarer Netzteil (127 und 220 V) zur Verfügung. Zur Ladung der Akkumulatoren wird die Gleichspannung vor der Siebdrossel Dr_{51} entnommen. Die Anzeigelampe МН–14 (L_{51}) signalisiert den Ladezustand.

Nach „Radio" 43 (1967), H. 11, S. 21–24, 30

Technische Daten

Innenantenne:	Teleskopantenne
Außenantenne:	75 Ω
Bildabmessung in mm:	82 × 62
Empfindlichkeit:	≧ 100 µV
max. Bildhelligkeit:	≧ 150 Nit
Auflösung horizontal:	≧ 350 Zeilen
vertikal:	≧ 400 Zeilen
Leistungsaufnahme bei	
Batteriebetrieb:	4 W
Netzbetrieb:	8 W

Aus unserer Verlagsproduktion

Eberhard Spindler

Antennen

Anleitung zum Selbstbau

320 Seiten, 212 Bilder, 145 Tafeln, Halbleinen 18,– M

Günther Rothe / Eberhard Spindler

Antennenpraxis

3., berichtigte Auflage

320 Seiten, 280 Bilder, 11 Tafeln, Halbleinen 9,80 M

Diese beiden im VEB Verlag Technik erschienenen Bücher sollen sowohl den Laien als auch den erfahrenen Antennenbauer anleiten, eine leistungsfähige Antenne oder Antennenanlage selbst zu bauen.

Bei den „Antennen" von Spindler handelt es sich um ein „Rezeptbuch". Es enthält Bauanleitungen für ein umfangreiches Antennensortiment, das von einfachsten Antennen (Behelfsantennen) bis zu modernsten Spezialtypen reicht. Der Leser findet hier mit Sicherheit für jede Empfangssituation eine geeignete Antenne. Für jeden Typ werden ausführliche Bemessungs- und Konstruktionshinweise gegeben. Die angegebenen Antennen sind modern und leistungsfähig und entsprechen hinsichtlich ihrer Funktion den Markenerzeugnissen der Industrie, teilweise gehen sie sogar über deren Leistungsfähigkeit hinaus.

Die „Antennenpraxis" von Rothe/Spindler ist für den fortgeschrittenen Fachmann gedacht und enthält neben praktischen Hinweisen für den Aufbau einer Antenne einige theoretische Erläuterungen, die zum besseren Verständnis antennentheoretischer Probleme dienen sollen. Die etwas komplizierteren mathematischen Zusammenhänge werden kurz erläutert, so daß dem Leser – auch ohne Vorkenntnisse der höheren Mathematik – diese Abschnitte zugänglich sind.

Beide Bücher sollen dazu dienen, dem weitverbreiteten Bedürfnis nach sachgerechter Information und Anleitung entgegenzukommen und den Rundfunk- und Fernsehamateur vor Enttäuschungen durch unzureichende Empfangsergebnisse zu bewahren.

Dipl.-Ing. H.-H. KRÜGER

Si-npn-Planar-Epitaxie-transistoren SF 126, SF 127, SF 128

Teil 1

Halbleiterinformationen · 45

Mitteilung
aus dem
VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.

Verwendung

Die Si-npn-Planar-Epitaxietransistoren der Typenreihe SF 126···SF 128 sind für die Anwendung in Breitbandverstärkern und als mittelschnelle Schalttransistoren vorgesehen.

Gehäuse

Die Abmessungen der Transistoren SF 126···SF 128 entsprechen der Bauform B 3/25 – 3a nach TGL 11811 (TO-5). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse elektrisch leitend verbunden (Bild 1).

Masse

Die Transistoren der Typenreihe SF 126···SF 128 haben eine Masse von etwa 1 g.

Wärmewiderstand

$R_{thja} \leqq 250$ grd/W $R_{htjc} \leqq 60$ grd/W

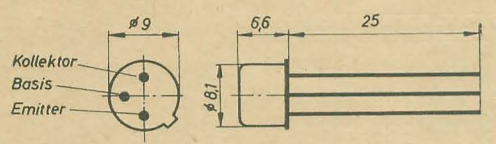
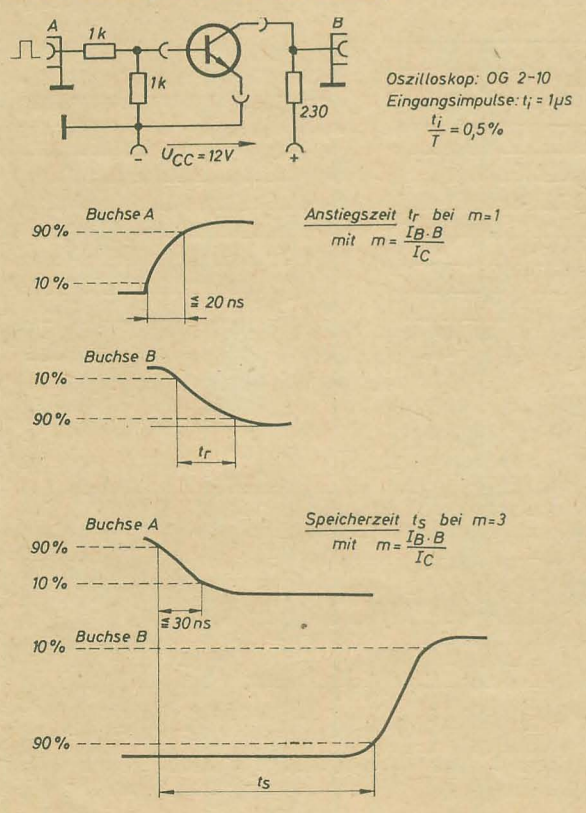


Bild 1: Gehäuseabmessungen

Bild 2: Schaltung für die Schaltzeitmessung



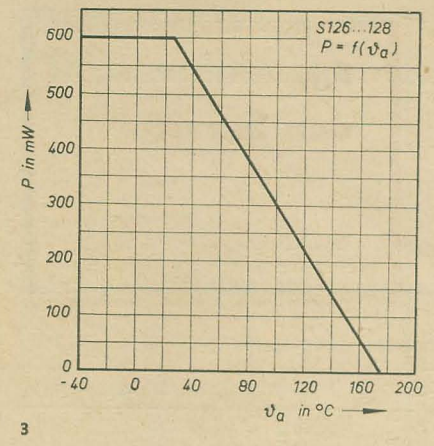
Zulässige Höchstwerte (gültig bis $\vartheta_{j\,max}$)

	SF 126	SF 127	SF 128
U_{CBO}	33 V	66 V	100 V
U_{CEO}	20 V	30 V	60 V
U_{EBO}		7 V	
I_C		500 mA	
I_B			250 mA
P_{tot} (bei $\vartheta_a = 25$ °C)			600 mW
P_{tot} (bei $\vartheta_c = 25$ °C)			2,5 W
ϑ_j			+ 175 °C
ϑ_s			— 55···+ 175 °C
$\vartheta_{a\,min}$			— 40 °C

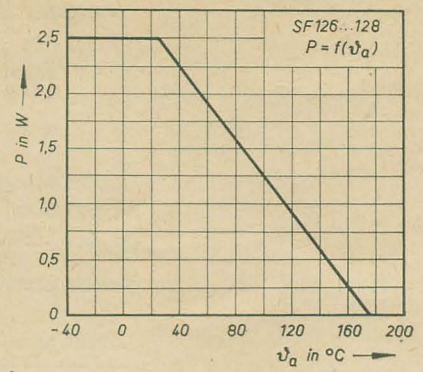
Elektrische Kennwerte (für $\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd)

		min.[1])	typ.	max.[1])
Kollektor-Basisreststrom				
I_{CBO} bei $U_{CB} = U_{CB\,max}$			1 nA	100 nA
Emitter-Basisreststrom				
I_{EBO} bei $U_{EB} = 5$ V			1 nA	
bei $U_{EB} = 7$ V			2 nA	1 µA
Kollektor-Emitterdurchbruchsspannung				
$U_{(BR)\,CEO}$ bei $I_C = 50$ mA	SF 126	20 V	60 V	
	SF 127	30 V	70 V	
	SF 128	60 V	80 V	
Gleichstromverstärkung				
B bei $U_{CE} = 2$ V; $I_C = 50$ mA		18	92	
B bei $U_{CE} = 2$ V; $I_C = 150$ mA			82	
B bei $U_{CE} = 1$ V; $I_C = 400$ mA			42	
Kollektor-Emittersättigungsspannung				
$U_{CE\,sat}$ bei $I_C = 150$ mA; $I_B = 15$ mA			0,2 V	0,5 V
$U_{CE\,sat}$ bei $I_C = 50$ mA; $I_B = 5$ mA			0,1 V	
Basis-Emittersättigungsspannung				
$U_{BE\,sat}$ bei $I_C = 150$ mA; $I_B = 15$ mA			0,95 V	
$U_{BE\,sat}$ bei $I_C = 50$ mA; $I_B = 5$ mA			0,8 V	
Übergangsfrequenz				
f_T bei $U_{CE} = 10$ V; $I_C = 10$ mA				
$f = 15$ MHz			60 MHz	100 MHz
Kollektor-Rückwirkungszeitkonstante				
$\left\lvert \frac{h_{12\,b}}{\omega} \right\rvert$ bei $U_{CB} = 10$ V; $I_C = 10$ mA				
$f = 30$ MHz		150 ps	300 ps	550 ps
Ausgangskapazität				
$C_{22\,b}$ bei $U_{CB} = 10$ V; $I_E = 0$				
$f = 2$ MHz		10 pF	12 pF	20 pF
Eingangskapazität				
$C_{11\,b}$ bei $U_{EB} = 5$ V; $I_C = 0$				
$f = 2$ MHz		28 pF	38 pF	50 pF
Basis-Bahnwiderstand				
R_e ($h_{11\,e}$) bei $U_{CE} = 10$ V; $I_C = 2$ mA				
$f = 200$ MHz			16,5 Ω	
y-Parameter				
g_{11}			3,8 mS	
b_{11}			177 pF	
g_{22} bei $U_{CE} = 6$ V; $I_C = 2$ mA				
$f = 5$ MHz			0,4 mS	
b_{22}			29 pF	
h-Parameter				
$h_{11\,e}$			1,25 kΩ	
$h_{12\,e}$ bei $U_{CE} = 6$ V; $I_C = 2$ mA				
$f = 1$ kHz			$4{,}1 \cdot 10^{-4}$	
$h_{21\,e}$			100	
$h_{22\,e}$			27 µs	
Rauschfaktor				
F bei $U_{CE} = 6$ V; $I_C = 0{,}2$ mA;				
$f = 1$ kHz			4,5 dB	
$R_G = 500\ \Omega$; $\Delta f = 1$ kHz				
Schaltzeiten				
(Messungen in angegebener Schaltung)				
Anstiegszeit t_r bei m = 1			0,55 µs	
Speicherzeit t_s bei m = 3			1,3 µs	

[1]) Minimal- und Maximalwerte, die nicht im Kenndatenblatt garantiert werden, haben nur informativen Charakter und gelten für 95% aller Bauelemente.



3



4

Bild 3: Verlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, freitragende Montage

Bild 4: Verlustleistung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur bei idealer Kühlung (Anstelle ϑ_a lies ϑ_c)

Bild 5: Ausgangskennlinienfeld

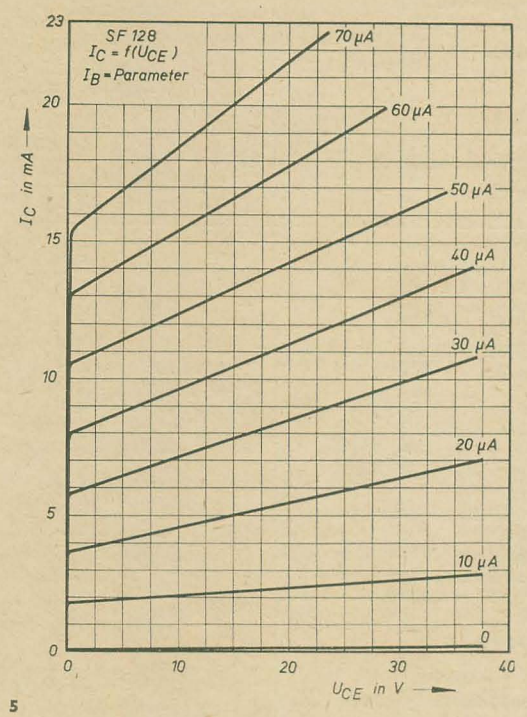
Bild 6: Ausgangskennlinienfeld

Bild 7: Ausgangskennlinienfeld

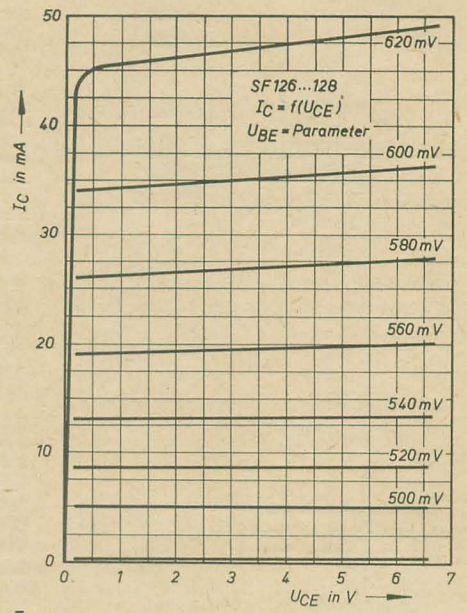
Bild 8: Eingangskennlinienfeld (I_B in μA, nicht in mA)

Bild 9: Kollektorstrom in Abhängigkeit vom Basisstrom

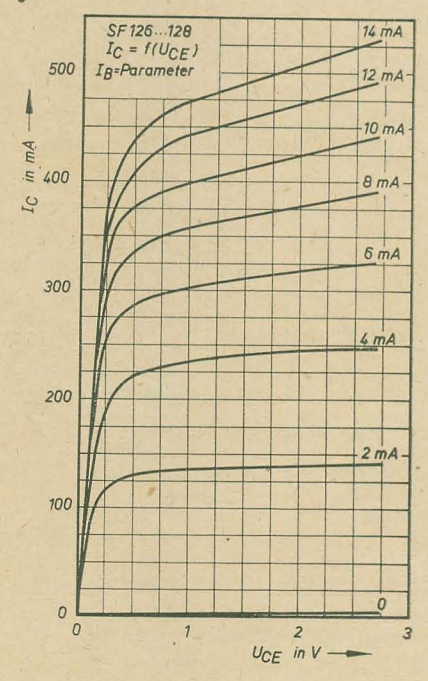
Bild 10: Kollektor-Emitterspannung als Funktion des Widerstandes zwischen Basis und Emitter



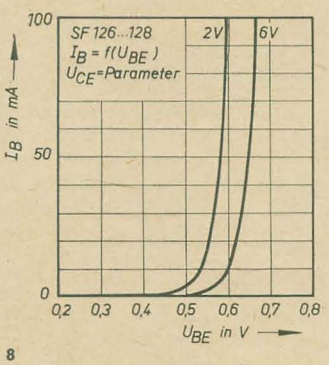
5



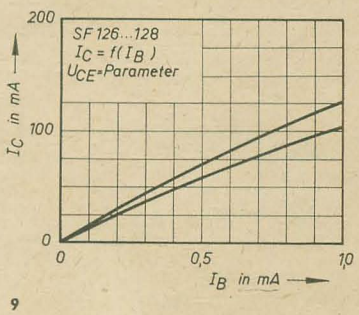
7



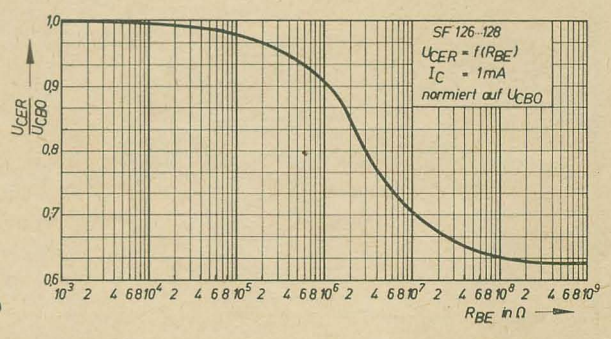
6



8



9



10

Kundenservice- und Amateurinformationen (6)

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Für den Service

Fortsetzung aus Heft 17

HF-Abgleich

Der HF-Abgleich erfolgt über einen Meßrahmen (Bild 13) oder ersatzweise über vier Drahtwindungen, die über den Empfänger zur Ankopplung gewickelt werden. Meßsender, 30 % AM moduliert. Lautstärkeregler voll aufdrehen.
Spannungsmesser an die Sekundärseite des Ausgangstrafos anlegen.
Der Abgleich erfolgt in der nachstehenden Reihenfolge durch Abstimmen auf Maximum.

MW	Oszillator	510 kHz	L_{13}
	Oszillator	1620 kHz	C_9
	Vorkreis	600 kHz	L_4/L_5
	Vorkreis	1500 kHz	C_8
LW	Oszillator	nicht abstimmbar Festfrequenz	
	Vorkreis	200 kHz	L_6
KW	Oszillator	5,8 MHz	L_{12}
	Oszillator	7,6 MHz	C_{14}
	Vorkreis	6,1 MHz	L_1
	Vorkreis	7,4 MHz	C_6

Das Abgleichen der Vorkreisspulen erfolgt durch Verschieben der Spulen auf dem Ferritstab.
Die HF-Einspeisung kann mit der Meßanordnung nach Bild 13 erfolgen. Hierzu ist die Meßgeneratorausgangsspannung über einen Widerstand R ($R_i + R_1 = 380\ \Omega$) an eine aus drei Windungen isolierten Kupferdrahtes von 0,8 mm Durchmesser bestehende Spule im Innern des Cu- oder Al-Rohres zu legen. Der zu messende Empfänger ist in 500 mm Entfernung aufzustellen. Der Wert der Feldstärke in μV/m im Abstand von 500 mm entspricht dann einem Zehntel der Meßgeneratorausgangsspannung in μV.

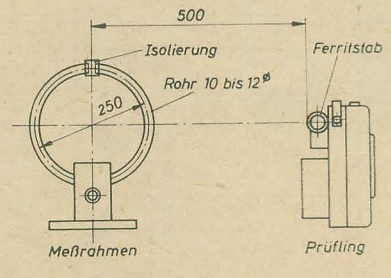


Bild 13: Meßrahmen zum HF-Abgleich

Änderungen im Typ T 100/101 während der laufenden Produktion

Es entfallen: R_{15} (1 kΩ) und C_{29} (5 μF).

Geändert wurden: C_{17} 1 nF auf 4,7 nF, C_{15} 47 pF auf 39 pF, C_{12} 30 nF auf 22 nF.

Im Typ T 102 ab Index „c" und im Typ T 103 ist der Einstellregler entfallen und R_{30} in 1,6 kΩ geändert worden.

Ohrhöreranschluß für Typ T 100/101

Bei Anschaltung eines magnetischen Ohrhörers vom Funkwerk Kölleda wurde bei einigen Geräten eine NF-Rückkopplung festgestellt. Um dies zu beseitigen, muß bei angeschlossenem Ohrhörer die Gegenkopplung (R_{29}) abgeschaltet sein. Dazu ist die bisherige Schaltung des R_{29} (Anschluß an der Sekundärseite des Ausgangstrafos) so abzuändern, daß dieser an den Lautsprecheranschluß gelegt wird, der mit Hülse 2 verbunden ist.

Fehlersuchhinweise

Vor jeder Reparatur ist grundsätzlich die Betriebsspannung zu messen. Sie muß 6 V betragen. Es ist zu kontrollieren, ob über R_{11} (der sich auf der Verdrahtungsseite unterhalb des Drehkondensators befindet) eine Spannung von 1,65 V liegt. Wenn nötig, ist mit Regler R_7 eine Korrektur vorzunehmen. Der Kollektorruhestrom der Endstufe muß 3 mA betragen.

Lautsprecher bleibt stumm

Batterien verbraucht
Schalter verschmutzt oder defekt
Regler R_7 grob verstellt
Schaltuhr- oder Lautsprecherbuchse verschmutzt oder verbogen
Batterieanschlüsse verschmutzt oder verbogen
kalte Lötstelle (Batterieanschluß)
Lautsprecher defekt
Transistor defekt (T_4, T_5, T_6 oder T_7)
Kondensator C_{22} oder C_{39} defekt
Anschlußdraht des Ausgangsübertragers abgerissen
Bruch in der gedruckten Verdrahtung
Schluß Platine – Lautsprecheranschluß

Lautsprecher bringt nur leises Geräusch

Batterien verbraucht
Transistor defekt
unterbrochene Bandfilterwicklung
Oszillator oder Antennenspule defekt
Schluß von C_{12} bzw. C_{17}

Gerät arbeitet fehlerhaft

Auf dem Wege der Signalverfolgung ist zunächst festzustellen, welche Stufe fehlerhaft arbeitet.

NF-Endstufe

– Lautstärke zu gering

Batterien verbraucht
Lautsprecher defekt
Transistor defekt
Buchse verschmutzt

– Ton ist verzerrt

Lautsprecher defekt
Feinschluß von C_{39}
Schluß der Kühlschelle mit T_6 oder T_7
Transistor defekt
Windungsschluß im Treiber- oder Ausgangstransformator

NF-Vor- und Treiberstufe

– Lautstärke zu gering

offener Kondensator C_{38} oder C_{40} (C_{38} nur bei T 100 und T 101)
T_4 oder T_5 defekt

– Ton ist verzerrt

Schluß von C_{38} oder C_{40} (C_{38} nur bei T 100 und T 101)
T_4 oder T_5 defekt
offener Kondensator C_{36}, C_{37} oder C_{39}

Demodulatorstufe

Der Demodulator befindet sich im Bandfilter III

– Empfang ist zu schwach

D_2 defekt
C_{33} bzw. C_{34} defekt
Tonabnehmerbuchse verschmutzt

– Ton ist verzerrt

D_2 defekt
Feinschluß von C_{35} oder C_{36}

ZF-Stufe

– Empfindlichkeit ist zu gering

T_2 oder T_3 defekt
ZF-Kreise verstimmt
Regelspannung zu groß

– Ton ist verzerrt

T_2 oder T_3 defekt
ZF-Kreise verstimmt
Regelspannung zu klein
offener Kondensator C_{27} oder C_{31}

– Empfänger pfeift

ZF-Kreise verstimmt
kapazitätsloser oder offener Kondensator C_{23}
kalte Lötstelle an C_{23}

Eingangsstufe verursacht zu schwachen Empfang

T_1 defekt
verstimmte Oszillator- oder Vorkreisspule

Der Vorkreis wird im Kurzwellenbereich durch Verschieben der Spule L_1 abgeglichen, im Mittelwellenbereich mittels $L_{4/5}$ und im Langwellenbereich mittels L_6. Die Oszillatorkreise werden für KW durch L_{12} (das ist die dem Ferritstab nähere Spule), für MW durch C_{14} und für LW durch L_{13} abgeglichen.

R 111 (Stern 111)

Technische Daten

Stromversorgung:
2× 4,5-V-Flachbatterie

Skalenbeleuchtung:
Soffitte 10 V 0,05 A, 8,2 ∅, 31 mm lang

Wellenbereiche:
KW 5,8···7,6 MHz
MW 510···1620 kHz
LW 145···410 kHz

Zahl der Kreise:
7 Kreise, davon fest 5, kapazitiv abstimmbar 2

Empfangsantenne:
richtungsempfindliche Ferritantenne

Empfindlichkeit:
KW ≦ 300 µV
MW ≦ 300 µV/m
LW ≦ 650 µV/m
gemessen nach TGL 8839 auf den Abgleichpunkten

Ausgangsleistung des NF-Verstärkers:
≧ 400 mW bei 10 % K

Lautsprecher:
permanent-dynamisch 1,5 W Z = 4 Ω LP 553

Besonderheiten:
Kurzzeitig schaltbare Skalenbeleuchtung, Anschlußmöglichkeit für Netzteil, TA, TB, Ohrhörer, Lautsprecheranschluß Autoantennenanschluß

Abgleichhinweise

Einstellung Kollektorruhestrom der Endstufe

Vor Beginn des Abgleichens der einzelnen Baugruppen ist mit dem Einstellregler R_{311} ein Endstufenruhestrom von 2,7 mA ± 10 % zwischen den Punkten x und y einzustellen.

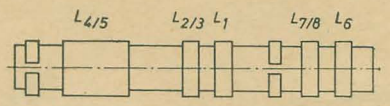


Bild 14: Spulenanordnung

Empfänger setzt zeitweise aus

T_1 defekt
Schalterkontakte verschmutzt
Batterieanschlüsse verschmutzt
Buchsen verschmutzt
Kontaktfehler am Drehkondensator
kalte Lötstelle
Leitungsbruch

Empfänger kracht

Transistor defekt
Drehkondensator hat Plattenschluß
Schluß Wellenschalter – Spulenanschluß
Schluß Platine – Lautsprecheranschluß
Schluß von Spulendrähten untereinander
Leitungsbruch
schlechter Kontakt der Batterien

Messen der Oszillatorspannung

KW 90···200 mV
MW 90···170 mV
LW 90···200 mV

gemessen mit RVM von Emitter T_{101} gegen Masse

ZF-Abgleich

Der Kondensator C_{111} ist abzulöten. Die Ankopplung des Generators erfolgt über einen Kondensator von 0,022 µF. Die Empfindlichkeiten, die Selektion und die Bandbreite beziehen sich auf eine Ausgangsleistung von 50 mW bei einem Signal/Rauschabstand von 10 dB. Lautstärkeregler auf Maximum einstellen.

Meßgenerator mit 455 kHz 30 % und 1000 Hz moduliert an die Basis von T_{101} anschließen. Ein Spannungsmesser muß parallel zur Schwingspule des Lautsprechers liegen. Der Abgleich erfolgt durch Abstimmen der Filterkreise auf maximalen Output.

Reihenfolge des Abgleichens

		Filterkreisbezeichnungen
Bandfilter II		
Demodulations-	Filterkreis 3	AM 6
	Filterkreis 2	AM 5
	Filterkreis 1	AM 1
Bandfilter I	Filterkreis 2	AM 5
	Filterkreis 1	AM 4

Der Abgleich ist zu wiederholen, bis Optimalwerte erreicht sind.

Basis T_{101} ≦ 2 µV (C_{111} abgelötet)
Basis T_{201} ≦ 50 µV
Basis T_{202} ≦ 1,4 mV

Bandbreite

Basis T_{101} $b_{0,7}$ ≧ 3,5 kHz
S_{10} ≧ 40 dB

HF-Abgleich

Meßgenerator mit 30 % und 1000 Hz moduliert. Das Signal des Meßgenerators über Meßrahmen nach TGL 8839 in den Empfänger einspeisen. Lautstärkeregler auf Maximum einstellen. Ein Spannungsmesser liegt parallel zum Lautsprecher.

MW	Oszillator	510 kHz mit L_{109}
		1620 kHz mit C_{009}
	Vorkreis	600 kHz mit L_{103}
		1500 kHz mit C_{006}
LW	Oszillator	145 kHz mit L_{112}
		410 kHz mit C_{119}
	Vorkreis	170 kHz mit L_{104}
		370 kHz mit C_{108}
KW	Oszillator	5,8 MHz mit L_{106}
		7,6 MHz mit C_{116}
	Vorkreis	6,1 MHz mit L_{101}
		7,4 MHz mit C_{105}

Für den KW-Bereich ist beim Vorkreisabgleich ein eventuell vorhandener Mitzieheffekt zu beachten.
Der Abgleich auf allen Bereichen ist zu wiederholen, bis die optimalen Werte erreicht sind.

Fortsetzung Heft 20

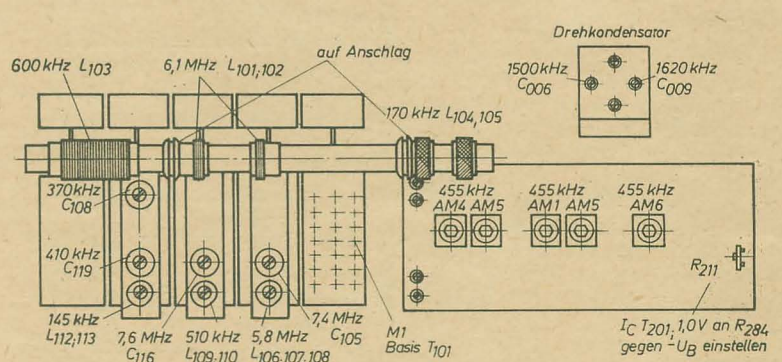


Bild 15: Abgleichplan des Reiseempfängers R 111 (Stern 111)

Der Avalanche-Transistor

Arbeitsweise

Als Avalanche-Transistor wird allgemein ein Transistor bezeichnet, dessen Durchbruchskennlinie eine Unstetigkeit aufweist. Diese Unstetigkeit stellt sich dem äußeren Schaltkreis als ein negativer Widerstand dar und gestattet das Schalten von einigen Ampere bei Schaltgeschwindigkeiten von etwa 1 A/ns.

Das für dieses Bauelement charakteristische Verhalten zeigt die Kennlinie im Bild 1, die dort benutzten Bezeichnungen sind in Tabelle 1 definiert. Aus Bild 1 ist zu entnehmen, daß der erste Durchbruch bei einer Spannung erfolgt, die nahezu gleich BU_{CBO} ist. Mit steigendem Kollektorstrom wird ein Punkt erreicht, bei dem die Durchbruchsspannung auf einen niedrigeren Wert springt. Dieser niedrigere Wert ist – je nach Art der Vorspannungserzeugung – der 2. oder der 3. Durchbruch. In den meisten Anwendungsfällen stellt die Kurve für den 2. Durchbruch einen unerwünschten Arbeitsbereich dar, der durch weiter unten beschriebene Schaltungsmaßnahmen gemieden werden kann.

Bild 2a zeigt eine typische Schaltung mit einem Avalanche-Transistor und Bild 2b die Kennlinie mit den eingezeichneten Arbeitspunkten. Die angegebenen Daten entsprechen denen des Typs NS 1110 der amerikanischen Firma NSC und bedingen – wie im folgenden gezeigt wird – weitgehend das Verhalten der Schaltung. Zum Beispiel bestimmt die Differenz zwischen U_A und U_H die für den Lastwiderstand verfügbare Spannung. Durch I_H ist der Maximalwert des Lastwiderstandes festgelegt, weil mindestens I_H fließen muß, um auf die 3. Durchbruchskennlinie zu gelangen. I_A ist weniger wichtig, jedoch ergeben sich Probleme bei der Vorspannungserzeugung bei zu kleinem I_A, bei zu großem I_A wird dagegen die Triggerung schwierig.

Die beiden Arbeitsgeraden im Bild 2b entsprechen den Werten der Schaltung im Bild 2a; U_{CC} und R_1 bestimmen die statische, U_2 und R_L die dynamische Arbeitsgerade. Hierbei verläuft die statische Arbeitsgerade so, daß ein dauerndes Verbleiben des Arbeitspunktes im Bereich des 3. Durchbruchs und die damit verbundene thermische Zerstörung des Transistors verhindert wird (die Kennlinie des 3. Durchbruchs liegt völlig außerhalb der Verlustleistungshyperbel für dauernde Belastung). Die statische Arbeitsgerade verläuft flach und ermöglicht dadurch die hohe, zum Zünden erforderliche Anfangsspannung bei kleinen Strömen. Die dynamische Arbeitsgerade hat einen steilen Verlauf (abhängig von R_L, C_1 und Transistor), wodurch während der Durchlaßzeit ein hoher Strom verfügbar ist; sie bleibt jedoch nur so lange bestehen, bis sich die in C_1 gespeicherte Energie aufgebraucht hat.

Um thermische Zerstörung zu vermeiden, ist folgendes zu beachten:

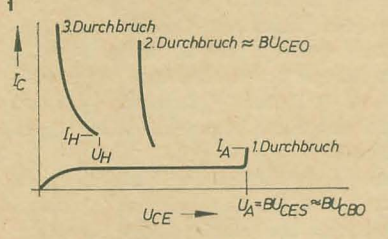
1. Die statische Arbeitsgerade darf die Kurve für den 3. Durchbruch nicht schneiden.
2. Die dynamische Arbeitsgerade darf nur kurzzeitig bestehen.

Die Triggerung erfolgt normalerweise durch eine Spannung in Flußrichtung an der Basis-Emitterdiode, wodurch sich der Punkt I_A nach links verschiebt. Sowie kein Schnittpunkt mit der statischen Arbeitsgeraden mehr möglich ist, wird der Arbeitspunkt instabil, und der Durchbruchseffekt beginnt. Auch eine Erhöhung von U_{CC} kann der Triggerung dienen, da dadurch die statische Arbeitsgerade über den Punkt I_A angehoben wird.

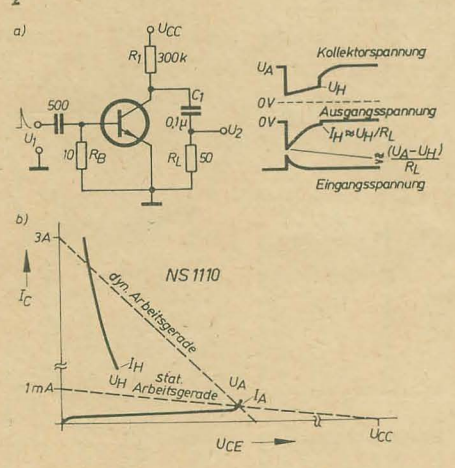
Die folgenden wichtigen Hinweise betreffen die Schaltungsentwicklung:

1. Je dichter der Schnittpunkt der statischen Arbeitsgeraden mit der ersten Durchbruchskurve am Punkt I_A liegt, desto geringer ist die erforderliche Triggerleistung, und desto kürzer ist die Verzögerungs- und die Anstiegszeit.
2. Der Arbeitspunkt kann durch Vorspannung an der Basis-Emitterdiode mit 1···2 V stabilisiert werden, wenn die Betriebsspannung nahe am kritischen Punkt liegen soll.
3. Der Spitzenstrom ist hauptsächlich durch den Wert von R_L gegeben, Ströme über 10 A sind nicht ungewöhnlich.
4. Die Impulsdauer und -frequenz sind durch die mittlere Verlustleistung begrenzt. Wenn die mittlere Leistung innerhalb der zulässigen Verlustleistung des Transistors liegt, ist eine Impulsdauer bis zu 100 µs zulässig.
5. Um ein Arbeiten auf der 2. Durchbruchskennlinie zu vermeiden, sollte der externe Basis-Emitterwiderstand kleiner als 1 kΩ sein und der Anstieg der dyna-

1



2



3

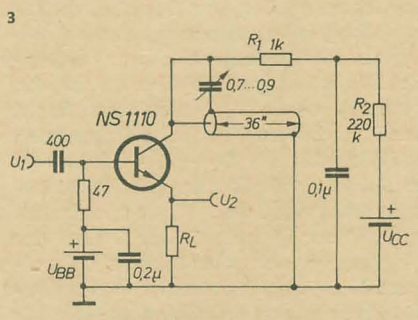


Bild 1: Kennlinien des Avalanche-Transistors
Bild 2: Typische Schaltung mit einem Avalanche-Transistor (a) und die Kennlinie mit den eingezeichneten Arbeitspunkten (b)
Bild 3: Schaltung zur Erzeugung von Rechteckimpulsen
Bild 4: Impulsdiagramm ▼

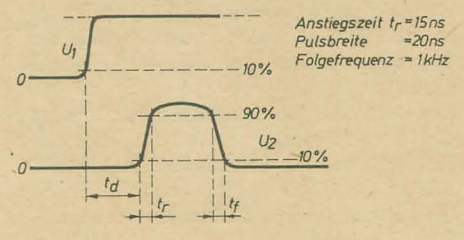


Tabelle 1

Bezeichnung	Definition
U_A	Kollektor-Emitterspannung, bei der der 1. Durchbruch stattfindet ($U_{BE} = 0$)
I_A	Kollektorstrom, bei dem der Arbeitspunkt auf die folgende Durchbruchskurve springt ($U_{BE} = 0$)
I_H	minimaler Kollektorstrom zur Aufrechterhaltung des 3. Durchbruchs
U_H	Kollektor-Emitterspannung bei I_H

Tabelle 2: Schaltzeiten

U_1	U_{BB}	U_{CC}	R_L	U_2	td	tr	tf	I_{SP}
in	in	in	in	in	in ns	in ns	in ns	in A
V	V	V	Ω	V	Typ max	Typ max	Typ max	min Typ
3	−1,5	300	5	9	1,5	0,5	1,1	1,5
3	−1,5	300	20	20	1,6	0,75	1,2	
3	−1,5	300	50	29	1,7	0,9	1,3	

mischen Arbeitsgeraden so groß, daß sie die Kurve für den 3. Durchbruch schneidet.

Messung der statischen Parameter

Die vier Kennwerte der Tabelle 1 können zweckmäßig nach Schaltung Bild 2 gemessen werden. Um I_A zu messen, wird ein mA-Meter in Serie mit U_{CC} gelegt (Trigger abgeschaltet). U_2 wird oszillografiert und U_{CC} vergrößert oder R_1 verkleinert, bis Schwingungen einsetzen. Der Strom kurz vor dem Schwingeinsatz ist I_A. U_A kann dabei mit einem hochohmigen V-Meter zwischen Kollektor und Masse gemessen werden. Genauere Messung von U_H und I_H ist schwierig, jedoch reicht für die meisten Anwendungsfälle ein im folgenden beschriebenes einfaches Verfahren aus: Für die Messung von I_H ist ein geeichter Oszillograf an R_L anzuschließen und die Triggerfrequenz so einzustellen, daß sich C_1 auf U_A auflädt. Dabei ist die Amplitude des Spannungssprunges am Ende des exponentiellen Abfalls festzustellen. Dieser Wert, durch R_L dividiert, ergibt I_H. U_H wird ermittelt, indem mittels Oszillografen die Kollektorspannung kurz vor dem Sprung gemessen wird.

Schaltungsanwendungen

Avalanche-Transistoren sind für den Einsatz in Impulserzeugungs- und Spannungsvergleichsschaltungen vorzüglich geeignet. Pulsgeneratorschaltungen für Impulsleistungen von mehr als 100 W bei Anstiegszeiten von weniger als 1 ns lassen sich in einfacher Weise realisieren. In Spannungsvergleichsschaltungen beträgt die Verzögerungszeit zwischen Erreichen der Ansprechschwelle und Ausgangsimpulse in vielen Fällen weniger als 5 ns. Eine Schaltung zur Erzeugung von Rechteckimpulsen ist im Bild 3 gezeigt. Die Impulsdauer ist durch die Länge der Verzögerungsleitung bestimmt und beträgt etwa 6,5 ns/m. Den Spitzenwert des Stromes erhält man, wenn man den Scheinwiderstand der Verzögerungsleitung als Teil des dynamischen Lastwiderstandes auffaßt. Die maximale Pulsfrequenz hängt von der Zeitkonstanten ab, die durch die Ladewiderstände R_1 und R_2 und die Kapazität der Verzögerungsleitung gebildet wird. Eine interessante Anwendung findet diese Schaltung bei der Pulsmodulation für Injektionslaser, aber auch in Eingangsstufen von Samplingoszillografen.

Bauanleitung

Regelnetzteil mit Ausgangsstrombegrenzung

W. FABER

Das nachfolgend beschriebene Gerät dürfte bei Reparaturarbeiten und bei dem Aufbau von Halbleiterschaltungen im Normalfall allen Ansprüchen genügen. Eine stufenlose Spannungseinstellung ermöglicht vor allem eine Funktionsprüfung von einzelnen Baugruppen vor dem endgültigen Zusammenbau. Das Gerät liefert bei einem maximalen Strom von 1,2 A eine geregelte, kontinuierlich einstellbare Ausgangsspannung von 0,5···15 V in fünf Bereichen.

Allgemeines

Um eine Überlastung der Regeltransistoren durch Überstrom und Kurzschluß zu verhindern, wurde eine elektronische Sicherung eingebaut. Infolge des relativ hohen Widerstands der verwendeten elektronischen Sicherung (0,5···1 Ω) steigt zwar der Innenwiderstand des Netzgerätes erheblich an (und damit die Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung), dafür hat man aber den Vorteil, daß der Ausgangsstrom in vier Stufen wählbar ist. Damit wird in den meisten Fällen die Zerstörung einer angeschlossenen und mit Schaltfehlern behafteten Versuchsschaltung verhindert.
Ausgangsspannung und -strom sind ständig durch zwei eingebaute Drehspulinstrumente ablesbar. Es kann wahlweise die Plus- oder Minusklemme an Masse gelegt werden.

Wirkungsweise

Der Netztransformator hat sekundärseitig eine Hauptwicklung II und eine Hilfswicklung III (Bild 1). Die Spannung der Hauptwicklung wird mit S_1 in fünf Bereichen gewählt und gelangt zu den in Grätzschaltung betriebenen Siliziumdioden. Die erhaltene Gleichspannung wird durch $Dr - C_2$ gesiebt und über die Regeltransistoren T_1 und T_2 nach S_{1b} geführt. Da die Kollektor-Emitterwiderstände der Transistoren stets differieren, ist ein Abgleich mit R_1 und R_2 für eine gleiche Lastaufteilung notwendig. Wird statt T_1, T_2 ein 15-W-Transistor (GD 200) verwendet, so entfallen die Ausgleichswiderstände. Mit S_{1b} wird je nach gewählter Spannung bei fehlender Stromentnahme eine geeignete Ersatzlast angeschaltet. Von dort gelangt der Strom über das Amperemeter zur elektronischen Sicherung. Die Meßbereichsschaltung des Amperemeters ist mit der schaltbaren Ausgangsstrombegrenzung der elektronischen Sicherung gekoppelt. Die Wirkungsweise dieser Sicherung ist ausführlich in [3] beschrieben. Es ist darauf zu achten, daß der Gesamtwert der Widerstände $R_{37}\cdots R_{39}$ 6 kΩ nicht übersteigt, da die Sicherung sonst zu unempfindlich wird. Das Wiedereinschalten der Sicherung geschieht über Taste 5 von S_2 (siehe „Mechanischer Aufbau"). Parallel zum Ausgang liegt noch das als Voltmeter geschaltete Instrument I_2, das mit den Vorwiderständen $R_{32}\cdots R_{36}$ abgeglichen wird. Es ist darauf zu achten, daß die Stromverstärkungswerte der Transistoren in der elektronischen Sicherung nicht unterschritten werden, da die Ansprechempfindlichkeit sonst zu gering und der Eigenspannungsabfall U_S zu hoch werden. Die einzelnen Ansprechwerte der Sicherung werden mit $R_{37}\cdots R_{39}$ eingestellt.
Die Wicklung III des Netztrafos erzeugt die Vergleichsspannung für den Regelverstärker. Um eine besonders gute Stabilität zu erzielen, wurden zwei Si-Zenerdioden verwendet. Der Tastenschalter S_1 gestattet mit den Ebenen c und d eine sich überlappende Vergleichsspannungsumschaltung, die über R_{40} dem Regelverstärker zugeführt wird. Höhere β-Werte der Transistoren $T_3\cdots T_5$ ergeben eine bessere Ausgangsspannungskonstanz.
Eine separate Kurzschlußanzeige kann entfallen, da dies durch die Meßinstrumente gegeben ist.
Wenn beim Tastensatz 1 keine Taste gedrückt ist, gelangt kein Strom zu $D_1\cdots D_4$. Es ist darauf zu achten, daß nicht zwei oder mehr Tasten gleichzeitig gedrückt werden, vor allem, wenn die Sicherung Si fehlt.
Ist beim Tastensatz 2 keine Taste gedrückt, so ist aus Sicherheitsgründen I_2 abgeschaltet und die elektronische Sicherung unterbrochen.

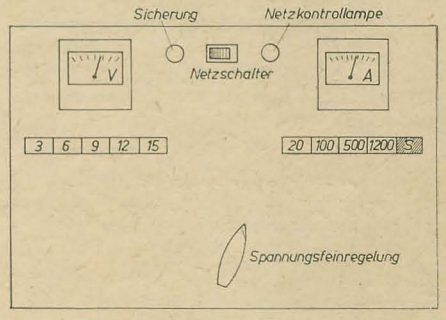


Bild 2: Anordnung der Frontplatte

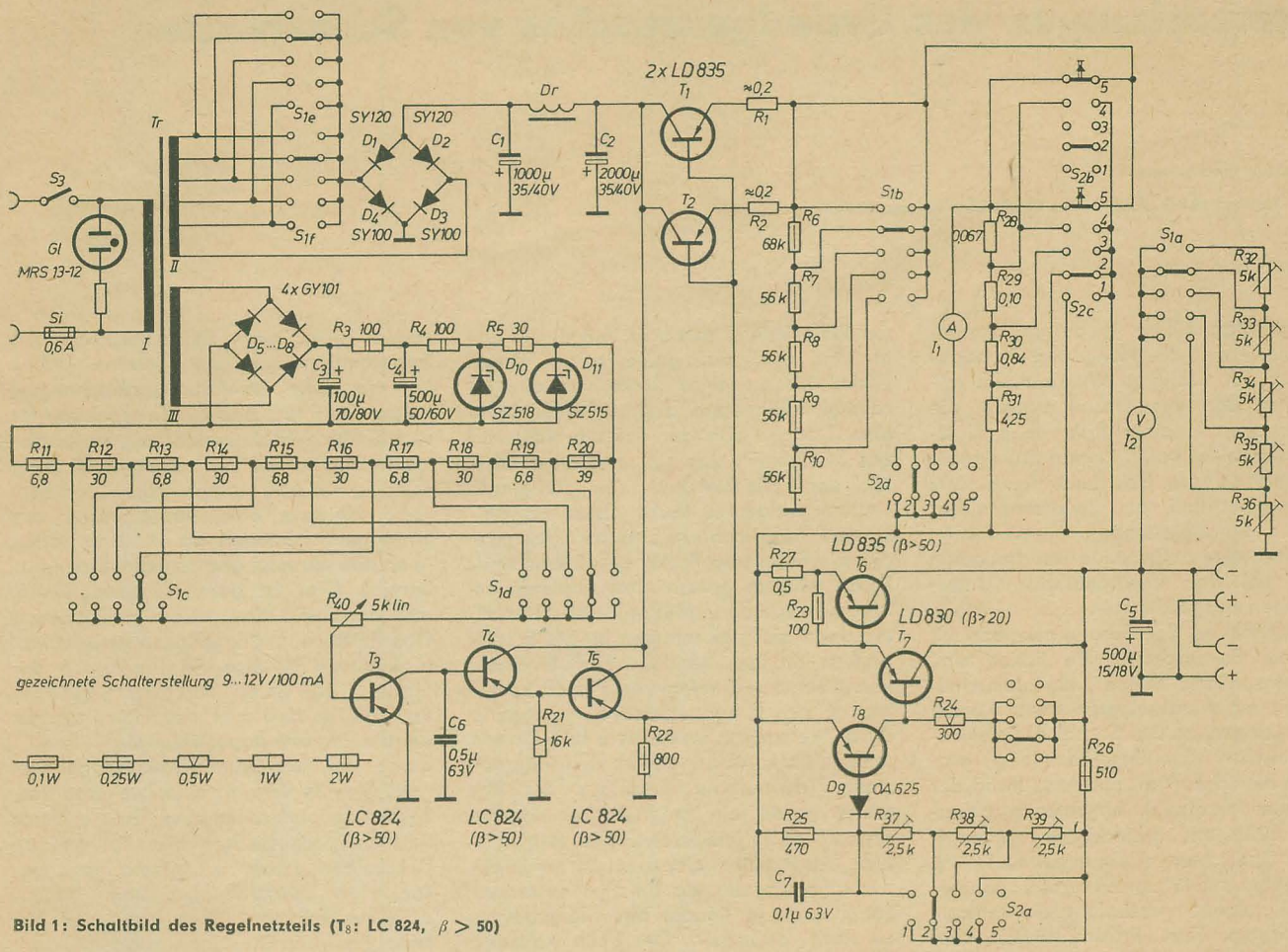


Bild 1: Schaltbild des Regelnetzteils (T_8: LC 824, $\beta > 50$)

Mechanischer Aufbau

Auf Grund der geringen Abmessungen der verwendeten Meßwerke konnte das gesamte Gerät in ein Gehäuse von 300 mm × 200 mm × 100 mm eingebaut werden (Bild 2). Da die Neumann-Tastensätze im allgemeinen nur in Standardausführung erhältlich sind, ist ein Umbau notwendig. Nach vorsichtigem Auseinanderbau werden in S_1 die Kontaktpimpel so angeordnet, daß sich bei allen fünf Tasten sechs Arbeitskontakte ergeben. Da der Trafostrom für einen Kontakt zu hoch ist, wird er in zwei Ebenen (e und f) umgeschaltet.

Beim Tastensatz S_2 werden bei Taste 1···4 jeweils vier Arbeitskontakte und bei Taste 5 ebenfalls vier Arbeitskontakte (wieder Parallelschaltung infolge höheren Stroms) benötigt. Taste 5 besitzt nur zwei Ruhekontakte. Weiterhin wird bei Taste 5 am metallischen Tastschieber die kleine Nase weggefeilt. Dadurch entsteht aus Taste 5 eine Drucktaste – ohne Auslösung der anderen Tasten –, die zum Wiedereinschalten der elektronischen Sicherung dient. Die Widerstände $R_6 \cdots R_{20}$ und $R_{28} \cdots R_{39}$ werden direkt auf die Tastensätze gelötet. Die Widerstände R_1, R_2 und $R_{28} \cdots R_{31}$ werden auf Porzellankörper gewickelt und im Betriebszustand abgeglichen.

$R_{1,2} \approx 0{,}2\ \Omega$ ($\approx$ 225 cm 0,5 CuL)
$R_{28} \approx 0{,}067\ \Omega$ ($\approx$ 192 cm 0,8 CuL)
$R_{29} \approx 0{,}10\ \Omega$ ($\approx$ 112 cm 0,5 CuL)
$R_{30} \approx 0{,}84\ \Omega$ ($\approx$ 151 cm 0,2 CuL)
$R_{31} \approx 4{,}25\ \Omega$ ($\approx$ 191 cm 0,1 CuL)

Der Vorwiderstand für die Netzkontrollampe ist bereits in der Glimmlampe eingebaut.

Technische Daten

Ausgangsspannungen:
- Bereich I 0,5··· 3,5 V
- Bereich II 3 ··· 6,5 V
- Bereich III 6 ··· 9,5 V
- Bereich IV 9 ···12,5 V
- Bereich V 11,5···15 V
- (Zwischenwerte stufenlos einstellbar)

Ausgangsstrom:
- Bereich I 20 mA
- Bereich II 100 mA
- Bereich III 500 mA
- Bereich IV 1,2 A

Stabilität:
- bei Netzspannungsänderungen von ± 10% ist die Abweichung der Aussgangsspannung < 15 mV

Innenwiderstand:
- < 1 Ω

Brummspannung:
- < 5 mV

Wickeldaten

Netztransformator:
- Kern M 85a – Dyn.-Blech IV wechselseitig geschichtet
- Wicklung I 950 Wdg. 0,35 CuL
- Wicklung II 82 Wdg. 1,0 CuL (Abgriffe bei 30, 43, 56, 69 Wdg.)
- Wicklung III 150 Wdg. 0,35 CuL

Drossel:
- Kern M 85a – Dyn.-Blech IV
- 1 mm Luftspalt, einseitig geschichtet, mit 1,0 CuL ohne Lagenisolation vollwickeln

$I_{1,2}$ sind Drehspulinstrumente vom Typ D 52 DS 1 mA, Pl.-Nr. 2559, Excelsior-Werk Leipzig, $R_i = 100\ \Omega$.

Eine Kühlung der verwendeten Si-Dioden ist nicht notwendig. Werden jedoch Ge-Dioden GY 111 benutzt, so benötigt man eine Gesamtkühlfläche von 100 cm² aus 2-mm-Alu bei isolierter Montage.

Regelnetzteil

Die Zenerdioden besitzen eine gemeinsame Kühlfläche von 100 cm² aus 2-mm-Alu. Die Transistoren T_6 und T_7 erhalten ein gemeinsames Kühlblech von 100 cm² aus 2-mm-Alu, da ihre Kollektoren verbunden sind. Am stärksten belastet sind die Regeltransistoren T_1 und T_2. Sie finden auf einem 250 cm² großen Alu-Blech Platz, das nach Möglichkeit noch größer sein sollte.

Es ist zu beachten, daß das Gehäuse an den Seiten Luftlöcher zur Kühlung erhält.

Literatur

[1] Richter, W.: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren. radio und fernsehen 10 (1961), H. 15, S. 482–485; H. 16, S. 519–521; H. 17, S. 545–547

[2] Graul, H.-J.: Ein transistorstabilisiertes Netzgerät für den Spannungsbereich von 0,5 bis 12,5 V. radio und fernsehen 13 (1964), H. 2, S. 56–59

[3] Jakubaschk, H.: Universelle elektronische Überstromsicherung. radio und fernsehen 16 (1967), H. 3, S. 92 und 93

[4] Taeger, W.: Diodenschaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH

Untersuchungen des Grundgeräusches von Schallplatten

O. ANTON

VEB Deutsche Schallplatten

Vorgetragen auf der IV. Akustischen Konferenz, Budapest 1967

Bei der Beurteilung moderner Stereoschallplatten ist die Höhe des Grundgeräusches ein wichtiges Kriterium. Im allgemeinen soll als Grundgeräusch die Summe aller in einer Rille ohne Nutzsignal (Leerrille) vorhandenen Störsignale bezeichnet werden. Das durch den Einsatz von Magnetband als Zwischenspeicher beim Schallplattenaufnahmeverfahren möglicherweise auftretende Bandrauschen wurde bei den durchgeführten Untersuchungen ausgeschlossen.

Die Herstellung der Schallplatte beginnt mit dem Folienschnitt. Die Folien sind hochglanzpolierte ebene Aluminiumscheiben mit einer aufgelegten etwa 0,2 mm dicken Lackschicht. Der Stichel des elektromechanischen Wandlers (Schreibers) graviert in die Lackschicht eine vom Rand der Folie zum Mittelpunkt hin spiralig verlaufende Rille mit dreieckigem symmetrischem Querschnitt (Öffnungswinkel 90°). Die beiden um 45° zur Lotrechten geneigten Rillenflanken enthalten die Signale des rechten bzw. linken Wiedergabekanals als geometrische Auslenkung. Wird dem Schreiber kein Nutzsignal zugeführt, sollen die Rillenflanken keine Auslenkung aufweisen. Wo die praktischen Grenzen liegen, sollten die durchgeführten Messungen an Folien klären.

Durch Spritzversilbern wird die Oberfläche der Folie leitend gemacht. Auf dieser Silberhaut wird auf galvanischem Wege Nickel bis zu einer Dicke von einigen zehntel Millimetern abgeschieden. Nach dem Trennen von der Folie erhält man das „Original", das ein „negatives" Abbild der Folie darstellt. Vom „Original" werden wiederum durch einen galvanischen Prozeß mehrere „Mütter" gezogen, die wie Folie und Platte abspielbar sind. Durch weiteres galvanisches Kopieren erhält man von den „Müttern" die „Shells", die dann als Preßmatritzen für die Schallplatten dienen. Welchen Einfluß dieser komplizierte technologische Prozeß in bezug auf das Grundgeräusch nimmt, wurde durch Messungen an Müttern und Platten untersucht. Es wurde der im Bild 1 dargestellte Meßaufbau verwendet. Als Abtaster wurde ein magnetisches Stereosystem MS 15 eingesetzt. Die Registrierung des Pegelschreibers wurde auf Effektivwert eingestellt, da bei Spitzenwertanzeige einzelne Knacke das Meßergebnis zu stark verfälschen. Der beim Abtasten einer 1-kHz-Aufzeichnung mit der Schnelle $\hat{v} = 10\ \mathrm{cms}^{-1}/45°$ (Vollaussteuerung) erhaltene Meßwert wurde als Bezugspegel 0 dB festgelegt.

Zunächst wurde bei Folien die Abhängigkeit des Grundgeräuschpegels von den Schnittbedingungen untersucht. Dabei zeigte sich, daß Stichelheizung und Schreiberdämpfung den größten Einfluß auf die Höhe des Grundgeräuschpegels haben. Im Bild 2 sind die Terzspektren für verschiedene Stichelheizströme I_H dargestellt. Der Schnitt mit optimaler Heizung (hier $I_H = 0{,}5$ A) bringt gegenüber dem ohne Heizung eine Verbesserung des Grundgeräuschpegels um 10 dB im Mittel über den ganzen gemessenen Frequenzbereich. Dies ist darauf zurückzuführen, daß durch die Erwärmung eine glattere Oberfläche der Rillenflanken erzielt wird. Maßgebend ist also die Temperatur der Stichelspitze, deren Messung problematisch ist, so daß hier der Heizstrom als Vergleichsgröße angegeben wird.

Bei einem Terz-Grundgeräuschpegel von — 85 · · · — 90 dB wird einer weiteren Verbesserung außerdem eine Grenze durch den elektroakustischen Wandler gesetzt. Geschnitten wurde mit einem gegengekoppelten elektrodynamischen Monoschreiber. Es konnte eine eindeutige Abhängigkeit des Grundgeräuschpegels vom Gegenkopplungsgrad (Schreiberdämpfung) festgestellt werden. Die Meßergebnisse sind im Bild 3 dargestellt. Die Zahlenangaben für D sind reine Vergleichswerte. Beim Schnitt ohne Schreiberdämpfung wird die Eigenresonanz zwischen bewegter Masse und Nachgiebigkeit des

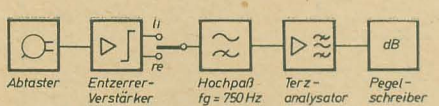
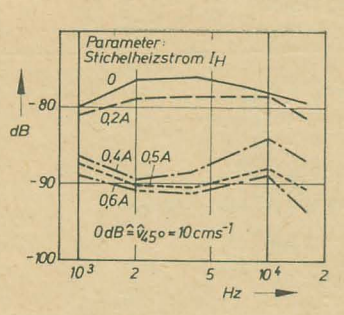
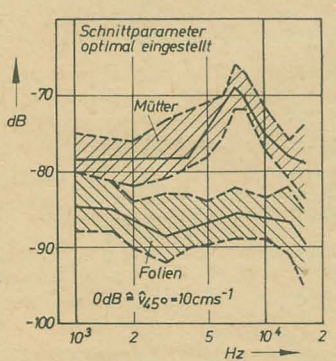


Bild 1: Meßkette zur Messung des Grundgeräuschterzpegels

Bild 2: Grundgeräuschterzpegel von Folien in Abhängigkeit vom Stichelheizstrom ▶





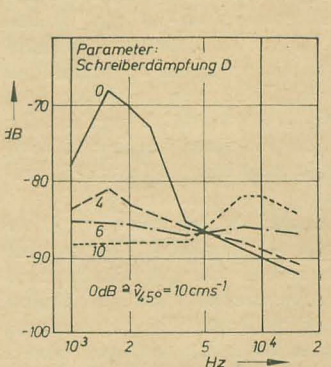
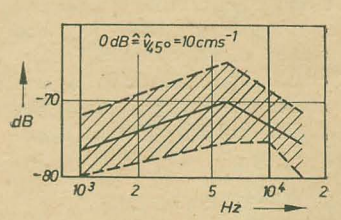


Bild 3: Grundgeräuschterzpegel von Folien in Abhängigkeit von der Schreiberdämpfung



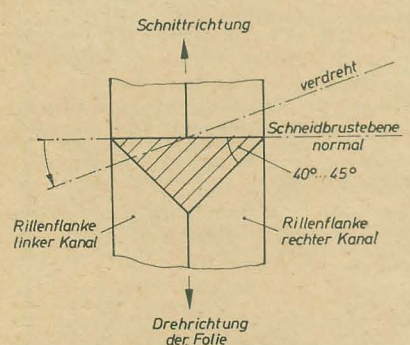


Bild 4: Vergrößerte Darstellung einer Leerrille in Draufsicht mit Schnitt durch die Stichelspitze

Bild 5: Mittelwerte und Streubereich des Grundgeräuschterzpegels von Folien und Müttern

Bild 6: Mittelwerte und Streubereich des Grundgeräuschterzpegels von Platten

Schreibers angeregt, deren Resonanzfrequenz etwas unter 2 kHz liegt. Dadurch erhöht sich in diesem Bereich der Grundgeräuschpegel erheblich (— 68 dB).

Als weitere Parameter wurden noch variiert: Spanabsaugung, Stichelstellung und Aufzeichnungsdurchmesser.

Ein Einfluß der Spanabsaugung konnte im Frequenzgebiet um 1···2 kHz festgestellt werden. Ein zu starker Luftstrom regt die Eigenresonanz des Schreibers an.

Ungünstig wirkt sich weiterhin eine Verdrehung des Stichels um seine senkrechte Achse aus. Bild 4 zeigt in der Draufsicht einen Schnitt durch die Stichelspitze in Normalstellung zur geschnittenen Rille. Bis zu einer Verdrehung um $\pm$ 3° traten keine nachteiligen Veränderungen im Grundgeräuschspektrum auf. Darüber hinaus nahm das Grundgeräusch zunächst auf der mit stumpferem Winkel geschnittenen Flanke zu, bei hohen Frequenzen mehr als bei tiefen. Auf der Flanke, die mit dem spitzeren Schnittwinkel geschnitten wurde, war eine Geräuschzunahme nur bei Frequenzen oberhalb 10 kHz erkennbar. Eine Abhängigkeit des Grundgeräuschpegels vom Aufzeichnungsdurchmesser war bei Folien nicht feststellbar. Im Bild 5 sind zusammenfassend die Mittelwerte und der Streubereich des auf Folien bei optimal eingestellten Schnittbedingungen meßbaren Grundgeräuschterzpegels dargestellt. Es ist in jedem Fall ein Wert unter — 80 dB erreichbar.

Einige Versuchsfolien wurden bis zu den Müttern weiterentwickelt und gemessen. Die Mittelwerte und der Streubereich aus diesen Messungen sind ebenfalls aus Bild 5 ersichtlich. Hier ist zwischen 4 und 12,5 kHz eine starke Anhebung mit einem Maximum bei etwa 7···8 kHz (16 dB über Terzpegel der Folien) gemessen worden. Es entsteht also durch den galvanischen Prozeß auf den Rillenflanken eine größere Welligkeit, als auf den Folien vorhanden war. Außerdem wurde festgestellt, daß diese Anhebung immer bei derselben Frequenz liegt, unabhängig davon, bei welchem Durchmesser die Mütter abgetastet werden.

Geht man davon aus, daß die Anhebung im Grundgeräuschpegel der Mütter durch eine bevorzugte Kornstruktur der Rillenflanken hervorgerufen wird, so kann diese nicht homogen über die gesamte Oberfläche verteilt sein. Diese Kornstruktur muß mit kleiner werdendem Durchmesser feiner werden, da die Grundgeräuschanhebung am Innenrand der Mütter in demselben Frequenzbereich liegt wie am Außenrand. Das erklärt sich dadurch, daß einer bestimmten Frequenz am Innenrand infolge der geringeren Umlaufgeschwindigkeiten eine kleinere Wellenlänge als am Außenrand zugeordnet ist.

Oberhalb 10 kHz ist eine Abnahme der gemessenen Terzpegel mit abnehmendem Aufzeichnungsdurchmesser feststellbar, die bei Nickelmüttern nicht mit dem statischen Abspielverlust wie bei den Platten zu erklären ist. Zu erwähnen ist noch, daß die schmalbandige Überhöhung des Grundgeräuschpegels wiederholt völlig oder nur zum Teil durch mehrmaliges (bis zu 10mal) Abtasten der Leerrillen „auspoliert" wurde, so daß nur die Meßergebnisse aus der ersten Messung exakt sind.

Getrennt von den bisher beschriebenen Untersuchungen wurden Grundgeräuschpegel von Preßplatten und deren zugehörigen Müttern gemessen. Die Meßergebnisse von diesen Müttern decken sich gut mit denen im Bild 5 dargestellten. Die Resultate der Messungen von Preßplatten sind aus Bild 6 ersichtlich. Vergleicht man diese mit den Meßwerten der Mütter, so ist im Schnitt keine Verschlechterung des Grundgeräuschpegels durch den technologischen Prozeß zwischen Mutter und Platte erkennbar, eine gute Preßmasse vorausgesetzt. Aus schlechter Preßmasse hergestellte Platten liegen im Grundgeräuschpegel jedoch höher als die Mütter. Andererseits konnte bei Verwendung einer einwandfreien Preßmasse eine Verbesserung in den Fällen, wo das Maximum des Grundgeräuschpegels der Mütter sehr ausgeprägt war, meßtechnisch nachgewiesen werden.

Eine Senkung des Grundgeräuschpegels bei Platten kann nur in einer Verbesserung des technologischen Prozesses zwischen Folie und Mutter zu suchen sein. Welche Ursachen im einzelnen dort zur Verschlechterung des Grundgeräusches beitragen und welche Maßnahmen zur Abhilfe nötig sind, ist noch zu ergründen.

Echoerscheinungen bei Schallplatten

G. HOHMUTH

VEB Deutsche Schallplatten

Vorgetragen auf der IV. Akustischen Konferenz, Budapest 1967

Beim Abhören moderner Langspielplatten sind häufig Echoerscheinungen wahrnehmbar, die als leise Kopie des aufgezeichneten Signals bereits eine oder mehrere Plattenumdrehungen vor dem Signal hörbar werden.

Zur Untersuchung der Echobildung wurden Folien (siehe Beitrag „Untersuchung des Grundgeräusches von Schallplatten" auf Seite 566) mit speziellem Programm geschnitten, weiterverarbeitet und die verschiedenen Produkte untersucht, einschließlich der Folien nach dem Abformen des Originals und der fertigen Schallplatte.

Bild 1 zeigt das Prinzip des Meßaufbaus. Für die Untersuchungen wurde eine Zweikanalaufzeichnung in Flankenschrift gewählt. Die Aufzeichnungen erfolgten ohne magnetische Zwischenspeicherung. In den Bildern 2a und 2b sind die Pegeldiagramme einer Aufzeichnung skizziert. 2c zeigt die Lage dieser Aufzeichnung auf der Schallplatte. Die jeweils modulierte Flanke ist schwarz hinterlegt; die Flanken, auf die bei Echobildung eine Einwirkung stattfindet, sind durch unterbrochene Linien hervorgehoben. Im Bild 2d sind die aufgezeichneten Ausgangspegel des linken und im Bild 2e die des rechten Kanals aufgetragen. Im linken Kanal werden vor dem Nutzsignal Vorechos festgestellt, auch vor dem von der Modulation der rechten Flanke herrührenden Übersprechsignal. Die gleiche Aufzeichnung ergibt im rechten Wiedergabekanal ausgeprägte Nachechos. Sofern Echos auftreten, kann man immer die dargestellte charakteristische Form feststellen. In der Regel treten mehr als ein Vor- und ein Nachecho auf, so wie dies in den Bildern 3 und 4 dargestellt ist.

Zunächst interessiert, welcher Teilprozeß am meisten zu den Echos beiträgt. In der Tabelle 1 sind die an den einzelnen Zwi-

Tabelle 1

	Folie		Original O_1				Mutter M_1 vom O_1				Platte			
	1. V	1. N	2. V	1. V	1. N	2. N	2. V	1. V	1. N	2. N	2. V	1. V	1. N	2. N
a	53	56	57	44	54		60	46			58	45	57	
b	53	56	57	40	50			43			59	42	50	
c	56	52	57	50	38		57	50	38	57	57	50	39	56
d		53		52	39			55	40	58		56	40	56

Tabelle 2

	Folie		Mutter M_1 vom Original O_1				Mutter M_1 vom Original O_2				Folie nach Abformen des Originals O_2			
	V	N	2. V	1. V	1. N	2. N	2. V	1. V	1. N	2. N	2. V	1. V	1. N	2. N
a	53	56	56	43	47		54	42	50		55	40	52	
b	53	56		43				41	52		57	41	50	
c	56	52		54	40	57		50	38	55		53	38	
d		53		56	40	55			38	55	56	49	38	54

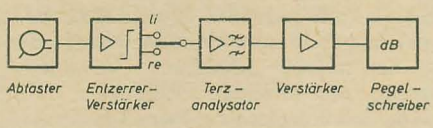


Bild 1: Meßkette für die Messung der Echos

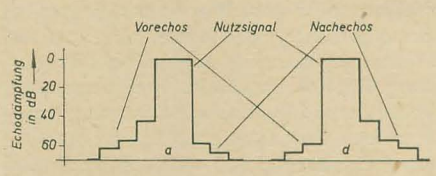


Bild 3: Charakteristisches Pegeldiagramm für 1 kHz

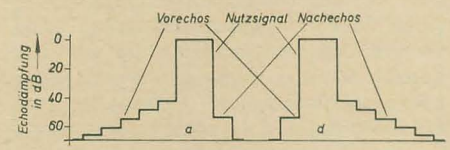


Bild 4: Charakteristisches Pegeldiagramm für 315 Hz

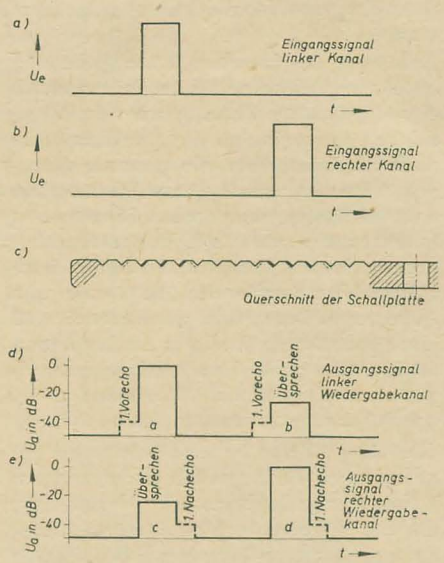


Bild 2: Pegeldiagramme der Eingangssignale, Anordnung der Aufzeichnung auf der Schallplatte und Pegeldiagramme der Ausgangssignale in vereinfachter Darstellung

schengliedern ermittelten Meßwerte der Echodämpfung eingetragen. Als Echodämpfung wird nachfolgend das in dB ausgedrückte Verhältnis des Nutzsignals zum Echosignal bezeichnet. Unter V ist die Echodämpfung der Vorechos, unter N die der Nachechos angegeben. Zeitlich hintereinander nachweisbare Echos sind durch Ordnungszahlen gekennzeichnet. Die folgenden Untersuchungen erfolgten bei der Frequenz von 1 kHz.

Für die verschiedenen Kombinationen von Flanke und Wiedergabekanal werden Kurzzeichen eingesetzt:

a = linksmodulierte Flanke, linker Wiedergabekanal (Nutzsignal links)

b = rechtsmodulierte Flanke, linker Wiedergabekanal

c = linksmodulierte Flanke, rechter Wiedergabekanal

d = rechtsmodulierte Flanke, rechter Wiedergabekanal (Nutzsignal rechts)

Zwischen Original, Mutter und Platte bestehen nur geringe Unterschiede, die zum Teil aus Meß- bzw. Ableseungenauigkeiten resultieren. Die Folien besitzen ein relativ geringes Echo. Die Echobildung erfolgt demnach bei der Herstellung des Originals. Diese Feststellung wird durch Tabelle 2 bestätigt. Der starke Anstieg des Echos zwischen Folie und Mutter ist unverändert. Beim mehrmaligen Abformen einer Folie steigen die Echos an, nach dem Trennen des Originals von der Folie bleiben die Verformungen bestehen, d. h., in dieser Phase entspricht die Folie dem Original.

Die Ursache der Echos bilden die bei der Herstellung des Originals im Nickelniederschlag entstehenden Spannungen. Diese Spannungen verformen die Oberfläche der Lackfolie. Durch die gleichzeitig im galvanischen Bad auftretende Wärmebeanspruchung der Folie kommt es zur bleibenden Deformation der Lackschicht. Durch Verändern der Badparameter und Badzusammensetzung ist eine Beeinflussung der Echos möglich. Die in den Tabellen 1 und 2 angegebenen Zahlenwerte stellen keine Optimalwerte dar.

Wie die Versuche zeigten, hängt die Größe der Echos in starkem Maße von den Schnittdaten ab.

Bei konstantem Pegel und gleicher Grundrillenbreite wird bei enger werdendem Rillenabstand die Echodämpfung geringer, wie aus Tabelle 3 zu ersehen ist.

Überraschend ist, daß selbst bei der außerordentlich großen Stegbreite von 116 μm die sehr geringe Auslenkung von 4,8 μm ($\hat{v} = 3\ \mathrm{cms}^{-1}$ bei 1 kHz) noch so relativ kräftige Echos hervorruft, andererseits aber bei den kleinen Stegbreiten keine stärkere Echoänderung eintritt.

Eine Abhängigkeit der Echos von der Größe des Nutzsignals wurde nicht festgestellt. Bei gleichem Rillenabstand und gleichbleibender Grundrillenbreite bleibt die Echodämpfung unabhängig vom variierten Nutzsignal konstant.

Die Echodämpfung ist wellenlängenabhängig, und zwar steigt die Echodämpfung mit kleiner werdender Wellenlänge an. Dies bedeutet z. B., daß die kräftigsten Echos in der Nähe des Außenrandes einer Schallplatte auftreten, während sie zum Innenrand hin absinken, vergleichbares Programmaterial vorausgesetzt. Die Wellenlängenabhängigkeit bewirkt auch, daß unterschiedliche Frequenzen zu ganz verschiedenen Echos führen. Oberhalb 4 kHz ist z. B. die Echodämpfung > 60 dB, womit evtl. auftretende Echos völlig bebedeutungslos sind. Andererseits wurde bei 315 Hz eine geringere Echodämpfung als bei 1 kHz gemessen. Dabei zeigt sich auch eine Veränderung des charakteristischen Pegeldiagramms. Bild 3 zeigt ein Pegeldiagramm für 1 kHz und Bild 4 ein solches für 315 Hz bei sonst gleichen Aufzeichnungsdaten. Es wurden die Kombinationen a und d (Bild 2) als hauptechobildende ausgewählt. Bei 1 kHz (Bild 3) ist der Abstand zwischen dem 1. und 2. Echo groß, die nachfolgenden Stufen sind dagegen wesentlich kleiner. Bei 315 Hz (Bild 4) ist die Höhe der Stufen außerordentlich gleichmäßig. Durch die geringere Echodämpfung können eine größere Anzahl Echos erkannt werden.

Gehörmäßig treten die Vorechos besonders im Gebiet um 1 kHz in Erscheinung. Nachechos sind selten hörbar; meist werden diese durch den langsam abklingenden Nachhall des Nutzsignals verdeckt, oder aber das Ohr ist durch das Nutzsignal betäubt.

Tabelle 3

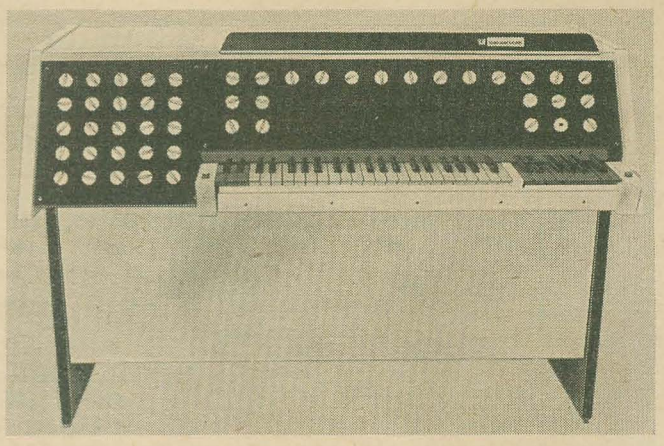
	Echodämpfung des 1. Echos in dB	Echoänderung in dB	Stegbreite in μm	Stegbreitenänderung in dB
6 R/mm	52		116	
10 R/mm	45	7	50	7
12 R/mm	42	3	33	3,5
15 R/mm	40	2	16	6

Subharchord 2

Experimentelle Musik mit dem subharmonischen Klangerzeuger

Dipl.-Ing. G. STEINKE

Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt der Deutschen Post, Berlin-Adlershof (RFZ)



Im RFZ der Deutschen Post wurde von *E. Schreiber* der Mixturinstrumententeil eines neuartigen Klang- und Geräuscherzeugers entwickelt. Der Einsatz dieses Mixturgerätes bestätigt, daß ein neuentwickeltes elektronisches Musikinstrument nicht zur ausschließlichen Verwendung eines einzigen unentbehrlichen Virtuosen bestimmt sein sollte, sondern daß zahlreichen Komponisten nach wenigen Stunden Einarbeitung die vielseitige Interpretation ihrer Absichten ermöglicht werden muß.

Das „Subharchord" wurde zunächst ohne eine Steuerungseinrichtung in Betrieb genommen. Anstelle des schwer spielbaren Bandmanuals wurde ein Tastenmanual (Klaviatur) mit einem Umfang von über drei Oktaven eingesetzt. Die Geräte können aber auch zusätzlich zum Tastenmanual mit einem Bandmanual ausgeführt werden.

Bei Tastendruck liefert der einschwingende Steuergenerator Impulse, die in einer Triggerstufe (Impulsformer) in Rechteckschwingungen umgewandelt werden. Diese dienen zur Ansteuerung eines binären sowie von vier subharmonischen Frequenzteilern. In einer weiteren Stufe (Vibratogenerator) kann die Tonhöhe des im Steuergenerator erzeugten Tones (durch Tastendruck im Bereich c^4—d^7 gewählt) rhythmisch verändert werden (Frequenzmodulation, wobei Vibratofrequenz und -hub beliebig eingestellt werden können).

Anstelle der Klaviatur kann ein Glissandoregler angeschaltet werden, um den Bereich der drei Oktaven – deren Tonhöhe transponierbar ist – stufenlos zu überstreichen. Dies ist häufig bei der Darstellung von Geräuschen notwendig.

Der binäre Frequenzteiler liefert in Ver-

Bild 1 (oben): Elektronischer Klangerzeuger „Subharchord 2"

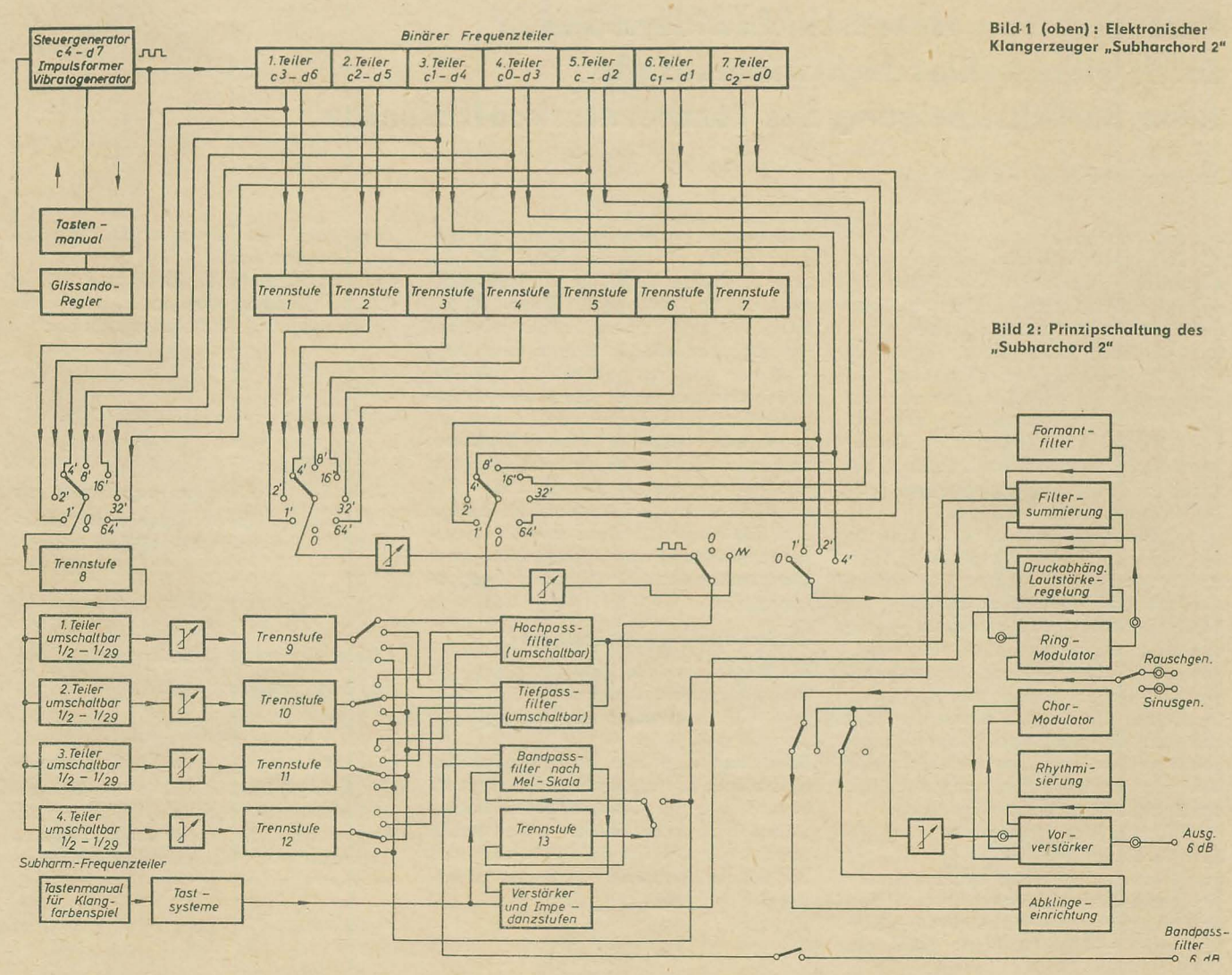


Bild 2: Prinzipschaltung des „Subharchord 2"

bindung mit dem Steuergenerator gleichzeitig sieben im Oktavverhältnis zueinander stehende Frequenzen ($^1/_2 \cdots {}^1/_{128}$), so daß durch entsprechende Schalterwahl (1′···64′) ein Tonumfang von über 10 Oktaven zur Verfügung steht. Die Ausgangssignale sind gleichzeitig in zwei unterschiedlichen Wellenformen, Sägezahn- und Rechteck-(Mäander-)Kurven, verfügbar.

Dem Steuergenerator und dem binären Frequenzteiler sind vier weitere sogenannte subharmonische Teiler zugeordnet, die zu diesem synchron ganzzahlige Teilfrequenzen liefern, und zwar $^1/_2 \cdots {}^1/_{29}$. Diese subharmonische Reihe ist bekanntlich das intervallgetreue Spiegelbild der in den Klängen von konventionellen Musikinstrumenten vorzufindenden Obertonreihe.

Durch geeignete Dimensionierung der Schaltungen wird erreicht, daß das einmal eingestellte Verhältnis der vier Sub-Teiler über den ganzen Frequenzbereich von zehn Oktaven erhalten bleibt. Die Einzelstimmen der vierfachen Mixtur können getrennt dosiert und in den nachfolgenden Filtersätzen verschiedenartig verformt werden. Das gilt auch für die zusätzlich verfügbaren, direkt vom binären Frequenzteiler abgeleiteten Melodiestimmen.

Nach den verschiedenartig aufgebauten Filtern [Hoch- und Tiefpässen mit einstellbaren Grenzfrequenzen, Bandpässen nach der Mel-Skala und Formantfiltern (Resonanzkreisen)] und Verstärkung wird der so geformte Klang einer druckabhängigen Lautstärkeregelung zugeführt, die mit dem Tastenmanual mechanisch gekoppelt ist. In Abhängigkeit vom Tastendruck ändert sich der Ausgangspegel von Null bis zu dem vom Ausgangsregler eingestellten Maximalwert. Diese stufenlose Regelung erweitert auch erheblich die klanglichen Möglichkeiten durch An- und Abschwellen des Tones bzw. durch die freie Gestaltung des Toneinsatzes. Die Regelung wird durch eine neuartige Lichtsteuerung erreicht.

Darauf können in einer Abklingeinrichtung die Dauertöne in Zupf- bzw. Schlagklänge umgewandelt werden. Die Dauer des Abklingvorganges und die Steilheit der Abklingkurve sind regelbar. Die Ausgangssignale können abschließend noch durch eine Rhythmisierungseinrichtung in staccatoähnliche Kurztöne umgewandelt bzw. mit einer chorischen Wirkung vorgesehen werden.

Die Chormodulation wird durch Addition des Ausgangssignals zu vier zusätzlich unterschiedlich verarbeiteten Ausgangssignalen erreicht. In den Zusatzkanälen werden die Signale mit verschiedenen Tieftönen frequenzmoduliert, so daß das komplexe Signal einen Choreffekt vermittelt.

Mit Hilfe eines Ringmodulators können Sinustöne oder das Rauschen von der Klaviatur bzw. der Glissandospieleinrichtung gesteuert werden, so daß interessante Klang- und Geräuschstrukturen möglich sind.

Ein Klangfarbenspiel ist auf einer besonderen Klaviatur möglich. Mit deren Tasten werden mittels fotoelektrischer Tastsysteme knackfrei die im Gerät vorhandenen 14 Filter nach der Mel-Skala eingeschaltet, einzeln oder auch mehrere gleichzeitig, so daß der angelegte Klang ständig gefärbt werden kann.

Zum „Subharchord 2" ist noch eine Reihe von Zusatzgeräten, u. a. eine Obertonmixtur, geplant, die den Studiobetrieb durch leicht handzuhabende Klangquellen weiter rationalisieren.

Hersteller ist der Gerätebau Hempel KG Limbach-Oberfrohna.

Austausch von Metallschichtwiderständen durch Glanzkohleschichtwiderstände unter Berücksichtigung des Temperaturkoeffizienten

Dipl.-Ing. HARALD FRÄNKEL

In der Datenverarbeitung werden Widerstände in großen Stückzahlen eingesetzt. Wegen der geforderten hohen Zuverlässigkeit elektronischer Rechenmaschinen wird die Dimensionierung nach der „worst case"-Methode durchgeführt, d. h., bei ungünstigem Zusammentreffen aller Abweichungen der Einzelbauelemente soll die Maschine noch zuverlässig arbeiten. Aus diesem Grunde werden in der Datenverarbeitung Metallschichtwiderstände bevorzugt und diese mit eingeengtem Temperaturkoeffizienten gefordert.

Im folgenden soll untersucht werden, ob ein Austausch der Metallschichtwiderstände durch die billigeren Glanzkohleschichtwiderstände möglich ist, wobei die absoluten Widerstandsgrenzwerte – hervorgerufen durch den Einfluß des Temperaturkoeffizienten – nicht überschritten werden. Daher sollen die möglichen Grenzwerte für die Auslieferungstoleranz und den Temperaturkoeffizienten angegeben werden, um zu vermeiden, daß die Anwender unnötige Forderungen an die Bauelementehersteller stellen.

Im Bild 1 ist das Nomogramm nach [1] bzw. [2] wiedergegeben.

Bei Glanzkohleschichtwiderständen streuen die Temperaturkoeffizienten bis zu Widerstandswerten von 100 kΩ etwa von $-200 \cdot 10^{-6}$/grd $\cdots - 400 \cdot 10^{-6}$/grd. Wie aus Bild 1 eindeutig hervorgeht, hat eine Einengung des TK keinen Sinn, da die oberste Grenze durch die Auslieferungstoleranz bestimmt wird. Einen Vorteil bringt nur eine Begrenzung des maximalen negativen Wertes. Daraus kann man wiederum ableiten, daß bei einer Auslieferungstoleranz von Glanzkohleschichtwiderständen mit begrenzten Temperaturkoeffizienten nur der untere Grenzwert gemessen zu werden braucht, wodurch das Meßverfahren vereinfacht wird.

Im Bild 2 sind die Streubereiche infolge der Auslieferungstoleranz und des Temperatureinflusses von Metallschicht- und Glanzkohleschichtwiderständen gegenübergestellt.

Unterer Grenzwert (1. Bedingung)

Die folgenden Abschätzungen stellen die Auswertung bzw. Anwendung der in [1] bzw. [2] durchgeführten Überlegungen dar.

Bezeichnet man alle auf Metallschichtwiderstände bezogenen Größen mit einem M und alle auf Glanzkohleschichtwiderstände bezogenen Größen mit einem G, dann erhält man mit der Bedingung, daß der untere Grenzwert bei beiden Widerstandstypen gleich sein soll:

$$R^M_{max\,u} \leqq R^G_{max\,u} \qquad (1)$$

($R_{max\,u}$ stellt hierbei den maximalen unteren Grenzwert dar).

Mit der Gleichung (6) in [1] bzw. (10) in [2] und (1) erhält man weiter, wenn man für die negative Auslieferungstoleranz

$$A_u = \frac{\Delta R_u}{R_{Nenn}}$$

einführt:

$$R^M_{Nenn}\left(1 - TK^M_u \cdot \Delta T\right)\left(1 - A^M_u\right) \leqq R^G_{Nenn}\left(1 - TK^G_u \cdot \Delta T\right)\left(1 - A^G_u\right) \qquad (2)$$

Nach R^G_{Nenn} aufgelöst, ergibt sich die 1. Bedingung für den Nennwiderstandswert bei Glanzkohleschichtwiderständen.

$$R^G_{Nenn} \geqq R^M_{Nenn} \frac{\left(1 - TK^M_u \cdot \Delta T\right)\left(1 - A^M_u\right)}{\left(1 - TK^G_u \cdot \Delta T\right)\left(1 - A^G_u\right)} \qquad (3)$$

Oberer Grenzwert (2. Bedingung)

Aus Bild 2 entnimmt man:

$$R^M_{Nenn} + \Delta R^M_{max\,o} = R^G_{Nenn} + \Delta R^G_o \qquad (4)$$

Löst man nach R^G_{Nenn} auf und verwendet Gl. (8) in [1] bzw. Gl. (13) in [2], dann erhält man durch geschickte Umformung die allgemeine 2. Bedingung für den oberen Grenzwert für Glanzkohleschichtwiderstände:

$$R^G_{Nenn} \leqq R^M_{Nenn} \frac{\left(1 + A^M_o\right)}{\left(1 + A^G_o\right)}\left(1 + \Delta T \cdot TK^M_o\right) \qquad (5)$$

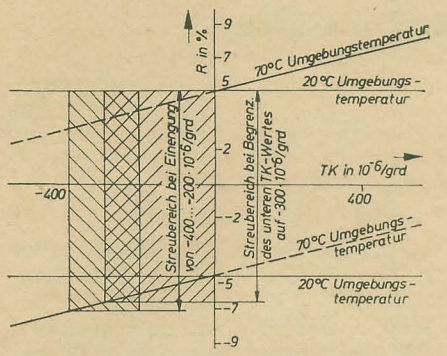


Bild 1: Nomogramm zur Ermittlung des Streubereiches des Widerstandswertes in Abhängigkeit vom TK mit der Umgebungstemperatur als Parameter (für ± 5% Auslieferungstoleranz)

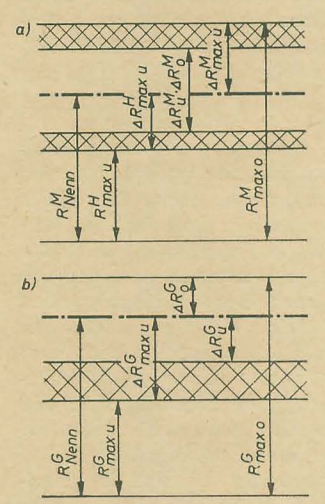


Bild 2: Streubereiche der Widerstandswerte bei Metallschicht- (a) und Glanzkohleschichtwiderständen (b) auf Grund der Auslieferungstoleranz und des Einflusses der Temperatur (In Bild 2a muß anstelle H M stehen)

3. Bedingung

Durch eine 3. Bedingung muß überprüft werden, ob keine Überschneidung der 1. und 2. Bedingung vorliegt bzw. welche Voraussetzungen getroffen werden müssen, damit sich keine Überschneidung ergibt.

Die 3. Bedingung lautet mit den Gln. (3) und (5):

$$\frac{1+A_o^M}{1+A_o^G}\left(1+\Delta T\cdot TK_o^M\right) \leqq \frac{\left(1-TK_u^M\cdot\Delta T\right)\left(1-A_u^M\right)}{\left(1-TK_u^G\cdot\Delta T\right)\left(1-A_u^G\right)} \quad (6)$$

Aus der Bedingung (6) lassen sich alle Voraussetzungen ableiten, unter denen ein Austausch von Metall- durch Glanzkohleschichtwiderstände unter Berücksichtigung der gleichen absoluten Grenzwerte durch den Einfluß des Temperaturkoeffizienten erfolgen kann. Für die untere Grenze des Temperaturkoeffizienten folgt aus Gl. (6):

$$TK_u^G \leqq \frac{1}{\Delta T}\left(1-\frac{\left(1+A_o^G\right)\left(1-A_u^M\right)}{\left(1+A_o^M\right)\left(1-A_u^G\right)}\cdot\frac{\left(1-TK_u^M\cdot\Delta T\right)}{\left(1+TK_o^M\cdot\Delta T\right)}\right) \quad (7)$$

Setzt man in Gl. (7)

$$TK_o^M = TK_u^M = TK^M$$

und

$$A_o^M = A_u^M = A_o^G = A_u^G = A$$

dann erhält man:

$$TK_u^G \leqq \frac{2\,TK^M}{1+\Delta T\cdot TK^M} \quad (8)$$

Diskussion der gefundenen Ergebnisse

Aus Gl. (8) ist zu entnehmen, daß z. B. ein Ersatz von Metallschichtwiderständen mit einem Temperaturkoeffizienten $TK^M = \pm 200\cdot 10^{-6}$/grd voll durch Glanzkohleschichtwiderstände möglich ist. Dabei ergibt sich eine Verschiebung des Nennwiderstandswertes auf einen von der IEC-Reihe abweichenden Wert.

Hier ist eine Produktion bei den großen Stückzahlen – wie sie in der Datenverarbeitung vorkommen – durchaus rentabel.

Aus Gl. (8) folgt für den unteren Grenzwert des Temperaturkoeffizienten bei Glanzkohle für eine Umgebungstemperatur von 70 °C:

$$-TK_u^G \triangleq 395\cdot 10^{-6}/\text{grd}$$

Das Minuszeichen wurde ergänzt, da TK_u^G bei der Ableitung negativ eingesetzt wurde.

Aus Gl. (8) folgt überraschend weiter, daß die Formel unabhängig von der Auslieferungstoleranz ist – also für alle Auslieferungstoleranzen Gültigkeit besitzt.

Anhand von drei Beispielen soll nachgewiesen werden, welche Möglichkeiten sich für den Austausch von Metallschichtwiderständen durch Glanzkohleschichtwiderstände aus den vorliegenden Ableitungen ergeben.

1. Beispiel:

Verschiebung des Nennwiderstandswertes zu „krummen Werten"

Ein Metallschichtwiderstand 1,2 kΩ ± 5%, $TK = \pm 200\cdot 10^{-6}$/grd soll durch einen Glanzkohleschichtwiderstand mit gleicher Auslieferungstoleranz und einer unteren Grenze des Temperaturkoeffizienten von $-360\cdot 10^{-6}$/grd ersetzt werden.

Aus Gl. (3) folgt für gleiche Auslieferungstoleranz:

$$R_{Nenn}^G \geqq R_{Nenn}^M \frac{1-TK_u^M\cdot\Delta T}{1-TK_u^G\cdot\Delta T} \quad (9)$$

$$R_{Nenn}^G \geqq 1{,}209\ \text{k}\Omega$$

Aus Gl. (5) folgt für gleiche Auslieferungstoleranz:

$$R_{Nenn}^G \leqq R_{Nenn}^M \left(1+\Delta T\,TK_o^M\right) \quad (10)$$

$$R_{Nenn}^G \leqq 1{,}212\ \text{k}\Omega$$

Gewählt wird der Wert in Glanzkohleausführung 1,21 kΩ ± 5%.

2. Beispiel:

Einengung der Auslieferungstoleranz bei Glanzkohleschichtwiderständen

Werden anstelle von 5%igen Metallschichtwiderständen 2%ige Glanzkohleschichtwiderstände mit der unteren TK-Grenze von $-395\cdot 10^{-6}$/grd eingesetzt, dann können die IEC-Werte beibehalten werden. Der Nennwiderstandswert muß nach den Gln. (3) und (5) zwischen 1,17 und 1,25 kΩ liegen. Demnach kann der Wert 1,2 kΩ beibehalten werden.

3. Beispiel:

Minimale Einengung der Auslieferungstoleranz bei Glanzkohleschicht

Es soll noch untersucht werden, inwieweit bei Beibehaltung des Nennwiderstandswertes eine Einengung der Auslieferungstoleranz erforderlich ist.

Aus Bild 2 entnimmt man, daß die 1. Bedingung nach Gl. (3) die schärfere darstellt und die 2. Bedingung immer erfüllt ist, während das umgekehrt nicht zutrifft.

Setzt man $A_o^G = A_u^G = A^G$, $A_o^M = A_u^M = A^M$, $TK_u^M = TK_o^M = TK^M$ und $R_{Nenn}^M = R_{Nenn}^G$, dann erhält man aus Gl. (3):

$$A^G \leqq 1-\frac{\left(1-TK^M\cdot\Delta T\right)}{\left(1-TK^G\cdot\Delta T\right)}\left(1-A^M\right) \quad (11)$$

Metallschichtwiderstände mit einer Auslieferungstoleranz von ± 5% und einem TK von $\pm 200\cdot 10^{-6}$/grd sollen unter Beibehaltung des Nennwiderstandswertes durch Glanzkohleschichtwiderstände mit einem unteren maximalen $TK = -360\cdot 10^{-6}$/grd ersetzt werden. Aus Gln. (11) ergibt sich eine minimale Auslieferungstoleranz von

$$\pm 4{,}5\%\ !$$

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde gezeigt, daß ein Ersatz von Metallschichtwiderständen mit einem Temperaturkoeffizienten von $TK = \pm 200\cdot 10^{-6}$/grd durch Glanzkohleschichtwiderstände bei technisch sonst gleicher Qualität trotz des anders gearteten Temperaturkoeffizienten möglich ist.

Im wesentlichen sind drei Wege zur Realisierung aufgezeigt worden:

1. Verschiebung des Widerstandsnennwertes
   Es ergeben sich abweichend von der IEC-Reihe krumme Werte, die bei großen Stückzahlen durchaus rentabel sind.
2. Beibehaltung des Widerstandsnennwertes und Einengung der Auslieferungstoleranz bei Glanzkohleschichtwiderständen.
3. Beibehaltung des Widerstandsnennwertes und minimale Einengung der Auslieferungstoleranz bei Glanzkohleschichtwiderständen. Es ergibt sich eine von den üblichen abweichende Auslieferungstoleranz.

Gewählt werden muß der Weg, der für den Hersteller und für den Anwender der Widerstände ökonomisch ist.

Literatur

[1] Fränkel, H.: Applikative Untersuchungen über den Einsatz von Schichtwiderständen. radio und fernsehen 16 (1967), H. 16, S. 492

[2] Kundendienstmitteilung Nr. 6 des VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" Teltow

Kontrollgerät für Transparenz oder Farbtemperatur

I. HAGEN

Häufig besteht die Aufgabe, die Transparenz einer Folie oder einer Flüssigkeit auf einen gleichbleibenden Sollwert zu kontrollieren und Abweichungen vom Sollwert zu melden, wobei der Betrag der Abweichung nicht interessiert. In anderen Fällen ist die Farbe bzw. Farbtemperatur einer Beleuchtung oder eines konstant beleuchteten Objekts auf Sollwert zu kontrollieren. Bei beiden Aufgabenstellungen soll im Normalfall – Sollwert eingehalten – keine Anzeige, sondern die Seitenabweichung angegeben werden. Dies erfordert eine Dreipunktanzeige, die mit der im Bild 1 gezeigten Schaltung in einfacher Weise möglich ist.

Schaltung des Sollwertanzeigers

Die Signalisierung der Seitenabweichung vom Sollwert erfolgt mittels zweier Lampen La_1 und La_2. Im Normalfall sind beide Lampen erloschen, bei Abweichung vom Sollwert leuchtet die der Seitenlage zugeordnete Lampe (Transparenz zu groß oder zu klein bzw. Farbtemperatur zu hoch oder zu niedrig) auf.

Die Anordnung arbeitet mit einer Wechselstrom-Brückenschaltung mit phasenabhängiger Gleichrichtung. Die Fotowiderstände FW_1 und FW_2 bilden die beiden Zweige einer Brückenschaltung, die mit R_1 ins Gleichgewicht gebracht wird. Mit R_1 werden im wesentlichen exemplarbedingte Unterschiede der FW ausgeglichen. Der andere Teil der Brücke wird durch die beiden 6-V-Trafowicklungen des Netztrafos gebildet. Hierfür erwies sich ein normaler Heiztrafo mit zwei 6-V-Wicklungen als ausreichend; geringe Wicklungsunsymmetrien gehen in den Abgleich von R_1 ein. Beide FW werden von einer gemeinsamen Lichtquelle La_3 gleich stark beleuchtet. Bei exaktem Nullabgleich von R_1 steht dann an der Basis von T_1 keine Wechselspannung. Mit R_3 wird der Basisgleichstrom für T_1 so eingestellt, daß T_1 gerade voll geöffnet ist und daß La_1, La_2 gerade erloschen sind. Bereits eine geringe Brückenunsymmetrie, hervorgerufen durch gering unterschiedliche Beleuchtungsstärke auf FW_1 und FW_2, ergibt an der Basis T_1 eine Wechselspannung, deren positive Halbwellen T_1 sperren. Für diese Halbwelle wird jeweils T_2 angesteuert und T_3 geöffnet. Bei welcher der beiden Halbwellen T_3 öffnet, hängt davon ab, auf welchem Fotowiderstand die höhere Beleuchtungsstärke herrscht. Wegen der Dioden D_3 und D_4 können La_1 bzw. La_2 jeweils nur während einer Halbwelle Strom führen; eine dieser Halbwellen fällt zeitlich mit der Öffnungsphase von T_3 zusammen. Demzufolge leuchtet im Fall der Brückenunsymmetrie entweder La_1 oder La_2 auf, womit eine eindeutige Zuordnung jeder Lampe zu einem Fotowiderstand gegeben ist.

R_2 gestattet die Empfindlichkeitseinstellung der Anzeige. Eine gewisse Toleranzbreite kann mit R_2 entsprechend eingestellt werden. Da beide FW von der gleichen Lichtquelle La_3 beleuchtet werden und deren etwaige Helligkeitsänderung beide FW gleichermaßen beeinflußt, haben Netzspannungsschwankungen keinen Einfluß auf die Anzeige.

Für La_1 und La_2 kommen wegen des Halbwellenbetriebs und der Transistorgrenzdaten nur die angegebenen Kleinlampen in Betracht. Die Leistungsaufnahme von La_3 richtet sich nach dem zu prüfenden Objekt und der praktischen Anordnung des optischen Teils; sie ist von untergeordneter Bedeutung. Der Netztrafo ist entsprechend dem Leistungsbedarf der Lampen auszulegen. Günstig für La_3 ist in normalen Anwendungsfällen der Typ 12 V/10 W. Der Anzeigeverstärker entspricht weitgehend dem in [1] behandelten.

Anordnung des optischen Teils

Die optische Anordnung richtet sich nach dem jeweiligen Anwendungszweck. Bild 2a zeigt das Prinzip für eine Transparenzkontrolle. Der „Prüfling" sei eine Folie, die auf Gleichmäßigkeit kontrolliert werden soll, wobei sich z. B. partielle Dickenschwankungen als Transparenzunterschiede bemerkbar machen.

La_3 beleuchtet zunächst eine Opalscheibe, um einen gleichmäßig beleuchteten „Hintergrund" zu erreichen. Gut geeignet dafür sind z. B. Opalglasscheiben von etwa 50 mm × 50 mm. FW_1 und FW_2 erhalten gleiche Beleuchtungsstärke, solange die Prüfling-Transparenz über beiden gleich ist. Der Prüfling kann dabei als Band kontinuierlich durch die Anordnung laufen. FW_1 und FW_2 sind so anzuordnen, daß sie gegeneinander und gegen Nebenlicht abgedeckt sind. Der Abstand von FW_1, FW_2 und La_3 zur Opalscheibe wird nach Beschaffenheit des Prüflings gewählt, so daß sich für FW ein mittlerer Hellwiderstand von je etwa 25···50 kΩ ergibt. Anzustreben ist eine so gleichmäßige Ausleuchtung des Prüflichtfeldes, daß R_1 annähernd in Mittelstellung kommt.

Soll ein Sollwertvergleich mit einem vorgegebenen „Transparenznormal" erfolgen, so durchläuft der Prüfling nur eine Hälfte der Anordnung (etwa über FW_1), während unmittelbar daneben das Normal über FW_2 fest angeordnet wird. Die Sollwertanzeige läßt dann erkennen, ob die Transparenz des Prüflings größer, gleich oder kleiner als die des Normals ist. In ähnlicher Weise können auch Rauchdichte-, Staubdichte-, Flüssigkeitskontrollen durchgeführt werden, wenn das zu kontrollierende Medium an einem FW in geeigneter Weise vorbeigeführt wird.

Farbtemperaturkontrollen sind in prinzipiell gleicher Weise möglich. Bild 2b zeigt hierfür die prinzipielle Anordnung für Farbtemperaturkontrollen der Beleuchtung in Aufnahme- oder Prüfräumen. Die optische Industrie stellt für Zwecke der Farbtemperaturmessung geeignete kombinierte Rot/Blau-Filter her. Für den vorliegenden Fall sind z. B. die für Foto-Belichtungsmesservorsätze von der Fa. Hugo Arnz, Jena, gefertigten Rot/Blau-Farbtemperaturmeßfilter geeignet. Ein solches Filter wird in der im Bild 2b gezeigten Weise vor den – gegeneinander abgeschirmten – Fotowiderständen so angeordnet, daß FW_1 nur den Rotanteil und FW_2 den Blauanteil des zu kontrollierenden Lichts erhält. Da hierbei „Sollwert" der Lichtfarbe bzw. Farbtemperatur nicht mit „Gleichheit" der wirksamen Beleuchtungsstärke auf beiden FW gleichzusetzen ist – dies wäre nur bei einer einzigen konkreten Farbtemperatur erreichbar –, sorgt man für näherungsweisen Brückennullabgleich zweckmäßig durch Graufilter

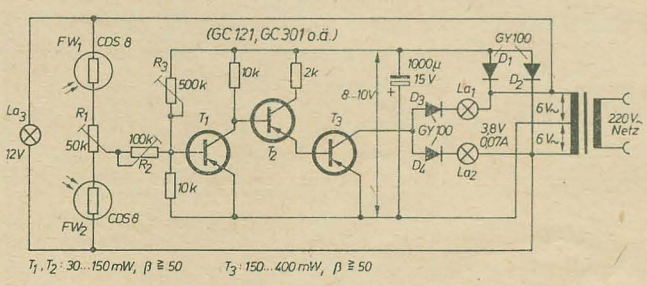


Bild 1: Schaltung des Dreipunkt-Sollwertanzeigers für Transparenz- und Farbtemperaturkontrollen

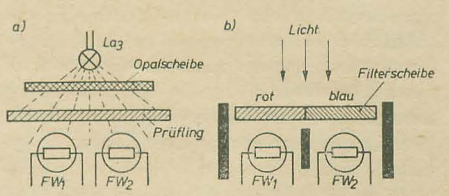


Bild 2: Optische Anordnung für den Sollwertanzeiger, a) für Transparenzvergleiche, b) für Farbtemperaturkontrollen

geeigneter Stufung, die je nach Lichtfarbe entweder dem Rot- oder dem Blaufilterteil vorgesetzt werden. Der Feinabgleich auf Brückennull erfolgt danach mit R_1.
Bei diesem Verfahren kann die Farbtemperatur in °K in gewissen Grenzen durch Eichung des Potentiometers R_1 ungefähr bestimmt werden. Die Eichung erfolgt einmalig durch Vergleich mit einem Farbtemperaturmesser. Bei Abweichung von der Soll-Farbtemperatur gleicht man dann mit R_1 auf Brückennull (La_1 und La_2 erloschen) ab und kann in der so gefundenen Potentiometerstellung an R_1 die Farbtemperatur überschläglich ablesen. Diese Anwendung geht bereits über die Zielsetzung des hier beschriebenen Gerätes hinaus. R_1 sollte in diesem speziellen Fall mit 100 kΩ bemessen werden; R_2 kann Null werden.
Falls das zu kontrollierende Licht nicht ausreichend diffus auftritt, ist auch bei der Anordnung nach Bild 2b eine vorgesetzte Opal- oder Streuscheibe erforderlich, um Anzeigefehler durch ungleiche Beleuchtungsstärke auf der Filteroberfläche zu vermeiden.
Die Farbtemperaturkontrolle nichtleuchtender Objekte erfordert farbkonstantes Licht, da anderenfalls Änderungen der Lichtquelle in die Anzeige eingehen. In diesem Fall empfiehlt sich eine Objektbeleuchtung mit Xenonlampen, die ein tageslichtähnliches Spektrum aufweisen und bei Speisespannungsänderungen innerhalb der praktisch auftretenden Grenzen nur die Helligkeit verändern, nicht aber die Farbtemperatur.
Auch das Verfahren nach Bild 2b ist zur fortlaufenden Kontrolle durchlaufender oder durchfließender Medien auf ihren „Farbton" geeignet; das zu prüfende Medium läuft dabei nacheinander an beiden Filterhälften rot/blau vorüber. Ein Vergleichsnormal entfällt dabei selbstverständlich.

Literatur

[1] Hagen, I.: Temperatur-Sollwertanzeiger mit Dreipunktanzeige. radio und fernsehen 16 (1967), H. 16, S. 508

Referate

J. C. Berney, Bernard Golay

Zählgeräte mit sehr geringem Energieverbrauch

Orbit 3 (1968), H. 2, S. 15 u. 16

Zählgeräte mit Flip-flops benötigen eine gewisse Mindestleistung je Zählstufe, wenn eine gewisse Schnelligkeit des Zählens gefordert wird. Fordert man Leistungen von 0,1 mW je Dekade und Zählgeschwindigkeiten von einigen 10 kHz, dann sind diese Werte in konventioneller Weise nicht zu erreichen.
Es gibt verschiedene Frequenzteilungssysteme, die sehr zuverlässig mit geringem Leistungsverbrauch arbeiten und die in jeder Stufe ein hohes Teilungsverhältnis zulassen. Sie sind jedoch nicht imstande, ihren Zustand aufrechtzuerhalten, falls die Zuführung der Eingangsimpulse unterbrochen wird. Deshalb können sie nicht ohne Zusatzgeräte als Zähler verwendet werden. Der Beitrag beschreibt einen Frequenzteiler mit sehr geringem Energieverbrauch und ein Zählsystem, das diese Teiler verwendet und in der Lage ist, die Anzahl der erhaltenen Impulse während einer unbegrenzten Zeit zu speichern.

Speicherfrequenzteiler

Dieses Prinzip der Frequenzteilung beruht auf der kapazitiven Speicherung einer gewissen Strommenge in dem Augenblick des Eingangsimpulses. Hat die Klemmenspannung dieses Kondensators eine bestimmte Höhe erreicht, wird sie durch einen Spannungsdiskriminator mit negativem Widerstand auf Null zurückgebracht (Bild 1).
In der vorliegenden Schaltung werden die Eingangsimpulse an die Basis von T_1 angelegt. Der Kondensator C_1 wird über R_1 und D_1 bis zur Spannung U aufgeladen und entlädt sich auf C_2 über den Transistor T_2 in Basisschaltung. Falls die Verstärkung dieses Transistors groß genug ist, fließt nahezu der ganze Emitterstrom zum Kollektor. Der aus den Komplementärtransistoren T_3 und T_4 bestehende Diskriminator ist so einjustiert, daß

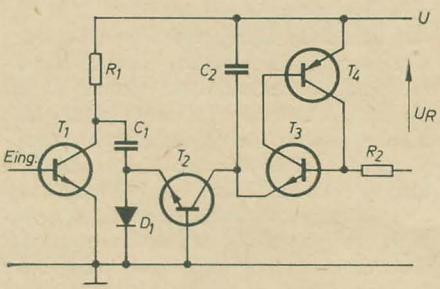


Bild 1: Allgemeine Schaltung

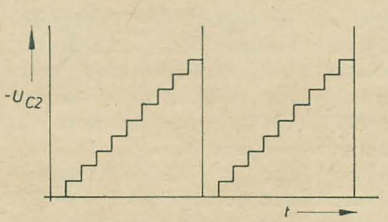


Bild 2: Spannungsformen des Zählers

er Strom führt, wenn die Klemmenspannung von C_2 gleich U wird (Bild 2).
Die bei jedem Stromimpuls übertragene Ladung (Q) beträgt: $Q = C_1 U$. Die entsprechende Spannungsänderung Δu von C_2 wird:

$$\Delta u = \frac{Q}{C_2} = \frac{C_1}{C_2} U$$

Das Teilungsverhältnis ergibt sich zu

$$\tau \frac{C_1}{C_2} U = U \qquad \tau = \frac{C_2}{C_1}$$

Es zeigt sich, daß die Eingangsimpulsfrequenz an sich ohne Einfluß ist. Die Leckströme von C_2 bewirken, daß dieser seinen Spannungszustand nicht während einer unbegrenzten Zeit aufrechterhalten kann. Seine Kapazität muß daher so gewählt werden, daß der Mittelwert des Ladestroms I_m viel größer als die Leckströme von T_2 und T_3 ist. Falls Epitaxialtransistoren eingesetzt werden, kann I_m etwa 5 μA für U = 4 V gewählt werden. Es gilt dann:

$$I_m = Q f = C_1 U f$$

und C_1 wird nun

$$C_1 = \frac{I_m}{U f}$$

Der Energieverbrauch beträgt je Teilungsstufe

$$P = 2 I_m U = 2 C_1 U f$$

Zählen mittels Phasendifferenz

Es werden zwei Teilungsstufen erwogen, die Impulse von konstanter Frequenz (f) erhalten und ein gleiches Teilungsverhältnis haben. Der erste Teiler (U_1) dient als Bezugsgerät, während die Anzahl der an den zweiten Teiler (U_2) angelegten Impulse um n vergrößert oder verkleinert wird.
Nun soll die Phasendifferenz zwischen U_1 und U_2 zu einem beliebigen Zeitpunkt t berechnet werden.

Teiler U_1:

Anzahl der erhaltenen Impulse f t

Anzahl der Ausgangsimpulse $\frac{f t}{\tau}$

Die Phasen $\frac{f t}{\tau} 360°$

Teiler U_2:

Anzahl der erhaltenen Impulse $f t \pm n$

Die Phase $\frac{f t \pm n}{\tau} 360°$

Phasendifferenz zwischen U_1 und U_2:

$$\frac{f t \pm n}{\tau} 360° - \frac{f t}{\tau} 360° = \frac{\pm n}{\tau} 360°$$

Wie ersichtlich, ist die Phasendifferenz zwischen U_1 und U_2 der Differenz zwischen den erhaltenen Impulsen proportional. Wenn der Teiler U_2 τ zusätzliche Impulse erhalten hat, stimmt seine Phase mit der von U_1 überein, und die Koinzidenz kann zur Auslösung eines Steuerimpulses für die nächste Stufe benutzt werden.
Der Teiler U_2 verhält sich als ein Zähler mit τ stabilen Zuständen, und diese stabilen Zustände werden durch seine mit

dem Bezugssignal vergleichbare Ausgangsphase gekennzeichnet.
Dieses Zählersystem ist nur dann von Wert, wenn man seinen Zustand zu jeder Zeit kennt. Hierfür gibt es verschiedene Methoden.

Die Analogmethode

Wenn eine Triggerschaltung an den Ausgang von U_2 angeschlossen wird, und wenn sie für Auslösung durch die Ausgangsspannungen von U_1, die die Periode T haben, eingestellt ist, dann wird die Einschaltdauer der Phasendifferenz proportional.
Einschaltdauer:

$$\frac{n}{\tau} \cdot T$$

Falls während der Einschaltdauer ein Strom I durchgelassen wird, so ist der Mittelwert dieses Stroms gleich

$$I_m = I \frac{n}{\tau} \frac{T}{T} = I \frac{n}{\tau}$$

Er ist dem Zählerzustand proportional.

Die dynamische Methode

Da die Einschaltdauer der Triggerschaltung $n/\tau \cdot T$ und die Eingangsimpulsperiode des Teilers U_2 T/τ ist, können während der Zeit, in der die Schaltung leitet,

$$\frac{n \cdot T}{\tau} \cdot \frac{\tau}{T} = n \text{ Impulse}$$

durchgelassen werden. Diese Impulse können mittels eines üblichen Zählers registriert werden, der z. B. auch anzeigen und in die Binärform umwandeln kann.
Solche Anschlußgeräte können nacheinander für mehrere Zähler benutzt werden. Selbstverständlich sollen zwecks möglicher Energieeinsparung diese Anschlußgeräte nur dann zugeschaltet werden, wenn man den Zählerzustand zu kennen wünscht.

Speicherung

Es ist von Wert, den Zustand des Zählers speichern zu können, ohne seine Arbeit zu stören. Es genügt, dafür einen Zusatzteiler U_3 mit dem Teiler U_2 zu synchronisieren. Wenn man diese Synchronisierung unterbricht, wird der Teiler U_3 den Phasenzustand des Teilers U_2 zu jenem Augenblick aufbewahren (Bild 3).

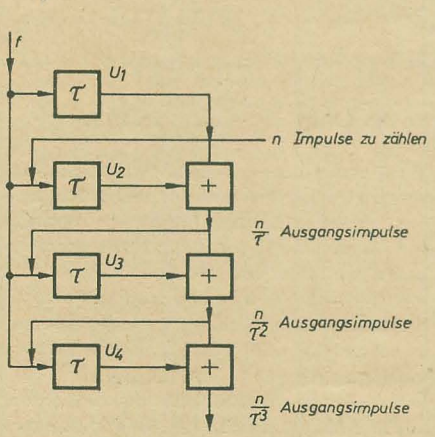


Bild 3: Blockschaltbild des Zählers

Schlußfolgerungen

Zähler können ohne Anwendung der binären Technik gebaut werden. Zwar sind die Zählfrequenzen solcher Zähler zur Zeit nicht sehr hoch (1···10 kHz), aber sie haben doch zwei bedeutende Vorzüge:

1. sehr geringen Energieverbrauch ($\approx$ 0,1 mW je Dekade).
2. Die Anzahl der je Dekade benötigten Elemente ist viel kleiner als der für eine Flip-flop-Dekade erforderlichen, nämlich 50 % für den Zähler, 70 % für den Speicher.

Fischer

Fachbücher

Vorankündigung

Voraussichtlich im November / Dezember 1968 erscheint im VEB Verlag Technik:

W. Börnigen

Elektronische Datenverarbeitungsanlage Robotron 300

Band 77 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

Etwa 90 Seiten, 69 Bilder, 3 Tafeln,

broschiert 4,80 M

Mit den wachsenden Aufgaben auf allen Gebieten der Volkswirtschaft nimmt auch die Anzahl der zu verarbeitenden Informationen zu. Um diesen ständig wachsenden Datenfluß optimal verarbeiten zu können, wurden elektronische Datenverarbeitungssysteme entwickelt.
Mit der Entwicklung und Produktion der mittleren elektronischen Datenverarbeitungsanlage Robotron 300 wurde in der Deutschen Demokratischen Republik das Startsignal für die planmäßige Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung gegeben. Zwar beschränkten sich Entwicklung und Produktion dieser Anlage auf spezielle Industriezweige der Elektrotechnik, für die Anwendung der Datenverarbeitung besteht jedoch eine Notwendigkeit in der gesamten Volkswirtschaft.
Schwerpunkt ist dabei die Einsatzvorbereitung, das Erfassen und Gestalten des betrieblichen Informationsflusses unter Beachtung der organisatorisch-technischen Möglichkeiten, gegeben durch das vorhandene Anlagensystem.
In diesem Band wird die elektronische Datenverarbeitungsanlage Robotron 300 beschrieben. Trotz seines begrenzten Umfangs gibt der Band einen umfassenden technischen Überblick über ihren Aufbau und ihre Wirkungsweise und stellt eine Verbindung zwischen Einsatzvorbereitung und Technik her.
Das Anlagensystem wird in dem Umfang vorgestellt, wie es zum Verstehen der logischen Abläufe und Zusammenhänge, zum Interpretieren der technischen Daten erforderlich ist.
Durch Beispiele unterstützt, wird mit der ausführlichen Behandlung des Steuerwerks ein gewisses Fundament gelegt. Darauf aufbauend beschreibt der Autor die Funktionsgruppen des Rechenwerks in Aufbau, Wirkungsweise und Zusammenschaltung. Im letzten Drittel werden die derzeitig produzierten peripheren Geräte beschrieben.
Über die Programmierung des Robotron 300 werden zwei gesonderte Bände innerhalb der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK vorbereitet:
RA 80: Lemgo/Tschirschwitz **„Einführung in die Programmierung des Robotron 300 – Zur Programmierung der Zentraleinheit"** und
RA 81: Lemgo/Tschirschwitz **„Einführung in die Programmierung des Robotron 300 – Zur Programmierung der Peripherie".**
Auf diese und andere Bände der Reihe, z. B. RA 70: Böhme „Periphere Geräte der digitalen Datenverarbeitung", wurde systematisch verwiesen.
Der Autor war bemüht, die rein technische Beschreibung mit der programmiertechnischen Anwendung zu verbinden. Damit dürfte allen in der Einsatzvorbereitung Stehenden, dem Ingenieur wie dem Ökonomen, dem Programmierer wie dem Servicetechniker, dem verantwortlichen Wirtschaftsfunktionär wie auch dem Studierenden, geholfen sein.
Ziel dieses Bandes ist es, den Leser zu befähigen, die technischen Parameter des Anlagensystems richtig zu deuten, um so einen volkswirtschaftlich sinnvollen Einsatz vorbereiten zu können.

Günter Queisser

Instandhaltung von Automatisierungsanlagen

Band 60 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

VEB Verlag Technik, Berlin

68 Seiten, 32 Bilder, broschiert 4,80 M

Die Bedeutung der Anlagen für die Betriebsmeß-, Steuerungs- und Regelungstechnik nimmt in den Industriebetrieben ständig zu. Dabei sind die Fragen der Betriebssicherheit von Meßgeräten und automatisch arbeitenden Anlagen für den Betrieb häufig von großer Wichtigkeit.
Der jetzige Zeitabschnitt ist dadurch gekennzeichnet, daß in vielen Betrieben Geräte der BMSR-Technik eingesetzt werden, in anderen Betrieben dagegen beträchtliche Erweiterungen bestehender Anlagen erfolgen. Diese bezeichnende Tendenz für die Entwicklung einer modernen Volkswirtschaft erfordert zwangsläufig den Aufbau oder die Erweiterung von In-

standhaltungsabteilungen für BMSR-Anlagen. Da es sich bei der BMSR-Technik um einen relativ jungen Entwicklungszweig handelt, der im Vergleich zu anderen Instandhaltungsbereichen des technischen Sektors einige Besonderheiten aufweist, und Erfahrungen im weiten Umfang nicht immer vorliegen, stellt dieser Band eine wertvolle Ergänzung in der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK dar.

Der Autor wendet sich mit diesem Band besonders an solche Betriebe, in denen BMSR-Abteilungen strukturell zu gliedern und organisatorisch aufzubauen sind. Die Angaben und Hinweise des Autors über den strukturellen und organisatorischen Aufbau sind äußerst wertvoll und stellen – aus der Sicht der Praxis betrachtet – eine optimale Lösung dar. Aber auch die Verantwortlichen bestehender BMSR-Abteilungen können Ergänzungen oder Hinweise entnehmen, die für ihre weitere Tätigkeit von Vorteil sind.

Besonders interessant und aufschlußreich sind die dargelegten Methoden zur Ermittlung der Arbeitskräfte anhand des Geräteumfanges. Diese spezifizierte Methode, anhand des Wartungsaufwandes den Arbeitszeitaufwand zu bestimmen, kann gleichzeitig richtungweisend für den Aufbau eines Lohnabrechnungssystems sein. Zweckmäßig wären Hinweise über das Prinzip des Lohnabrechnungssystems von Instandhaltungsabteilungen der BMSR-Technik gewesen.

Die Angaben über die Aufgaben der einzelnen Gruppen der Instandhaltungsbereiche sind – von der Sicht der Praxis betrachtet – zutreffend und sollten in den Betrieben grundlegend berücksichtigt werden.

Der Autor beschäftigt sich außerdem mit der Rationalisierung des Reparatur- und Wartungsaufwandes. Der ständig steigende Umfang an BMSR-Technik stellt immer höhere Anforderungen an das Instandhaltungspersonal. Ein proportionaler Zuwachs an Arbeitskräften zum Anlagevermögen kann im Interesse einer notwendigen Steigerung der Arbeitsproduktivität unserer Volkswirtschaft nicht immer erfolgen. Unter dieser Sicht werden eine Reihe von Rationalisierungsmaßnahmen genannt, die mit dazu beitragen, die Arbeitsproduktivität in den BMSR-Abteilungen zu erhöhen.

Von besonderer Wichtigkeit ist der Hinweis des Autors an die geräteherstellende Industrie, verschleißarme, betriebssichere und wartungsfreie Meßgeräte zu produzieren.

Der Autor hat mit diesem Werk den Zweck seines Beitrages erreicht, der darin bestand, den organisatorischen und technischen Zustand der BMSR-Abteilungen zu verbessern und die Verfügbarkeit von Automatisierungseinrichtungen zu erhöhen. Ihm gebührt für diese Arbeit Achtung und Anerkennung.

Durch den tragischen Unglücksfall, der seinem schaffensreichen Leben ein Ende setzte, hat die Fachwelt einen wertvollen Mitarbeiter verloren.

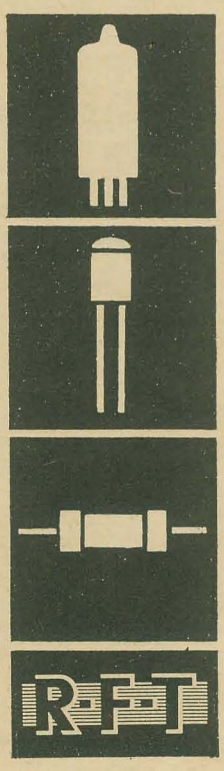
Lüdtke

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren — spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstätte
Alfr. Pötz, 521 Arnstadt/Thür.
Friedrichstraße 2, Telefon: 673

PrüfFix Jeder braucht ihn
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 TORGAU

„Funktechnik" 1947-1964,
„Radio u. Fernsehen" 1956-1966
verkauft
Morgenroth, 64 Sonneberg,
B.-Brecht-Straße 18

Arbeitsschemel Modell „Anna", 50 cm hoch
Sitz foliebeschichtet 23,80 M
Sitz unbeschichtet 19,— M
z. Z. IV./68 lieferbar, Versand ab 20 Stück.
Julius Linke Nachf., 701 Leipzig, Salomonstr. 25 B



Einmaliges Angebot:

Batteriemotor 6-9 V 0,04 W für Tonbandgerät Typ 1020 71,10 M

Ab Lager lieferbar:

Quaiser-Akku ungefüllt — kippsicher
4 V 3 Ah 21,80 M
6 V 3 Ah 32,60 M
4 V 5 Ah 24,45 M
6 V 5 Ah 36,50 M
Klebefaden in Rollen pro Rolle 1,00 M
Magnetkopf für Aufzeichnung und Wiedergabe X1H13
v = 9,5 cm/s L = 200 mH Rc 60 Ohm 43,90 M
Magnetkopf — hochwertiger Aufzeichnungskopf A2H9
für Stereo-Betrieb L = 7 mH Rc 3,5 Ohm 96,40 M
Doppelspaltlöschkopf mit Ferritkern L2H18
L = 1,7 mH Rc 3 Ohm 42,85 M
Doppelspaltlöschkopf mit Ferritkern L2Q11
L = 0,5 mH Rc 1,2 Ohm 36,15 M

Achtung: Neue Anschrift für unsere Filiale

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Fachfiliale »RFT-Funkamateur«
801 Dresden, Ernst-Thälmann-Straße 9, Telefon 40272

SOEBEN ERSCHIENEN

Stochastische Vorgänge in linearen und nichtlinearen Regelkreisen

Von Prof. Dr. phil. nat. Herbert Schlitt, Erlangen

336 Seiten, 223 Abbildungen, Leinen 64,– M, Sonderpreis für die DDR 42,– M. Der Verlag Technik beliefert nur die DDR und die sozialistischen Länder.

Eine Einführung in die statistischen Verfahren der Regelungstechnik und der Nachrichtentechnik. Ausführlicher Prospekt steht zur Verfügung.

NOCH LIEFERBAR

E. Czirr

NF-Meßpraxis

Reihe „Kleine Bibliothek für Funktechniker". 96 Seiten, 74 Abbildungen, 1 Tafel, Broschur 6,– M

Prof. Dr.-Ing. H. Frühauf und Dr.-Ing. F. Wiegmann

Lösungen der Aufgaben zu Ramo/Whinnery: Felder und Wellen in der modernen Funktechnik

556 Seiten, 126 Abbildungen, Leinen 32,– M

Prof. Dr. G. Mierdel und Dr.-Ing. J. Kroczek

Selengleichrichter

476 Seiten, 335 Abbildungen, 41 Tafeln, Kunstleder 35,– M

Ing. K. Nitschmann

Fernsehsendetechnik

Band 2: Hochfrequenztechnik. Reihe „Kleine Bibliothek für Funktechniker". 101 Seiten, 74 Abbildungen, 1 Tafel, Broschur 6,– M

Prof. Dipl.-Ing. H. Schröder

Grundlagen der drahtgebundenen Übertragungstechnik

543 Seiten, 305 Abbildungen, 30 Tafeln, Kunstleder 39,80 M

Dr. A. Schure

HF-Übertragungsleitungen

Aus dem Amerikanischen. Reihe „Elektronik für den Praktiker". 80 Seiten, 37 Abbildungen, Broschur 6,– M. Der Verlag Technik beliefert nur die DDR und die sozialistischen Länder.

Dr. A. Schure

Kristalloszillatoren

Aus dem Amerikanischen. Reihe „Elektronik für den Praktiker". 68 Seiten, 38 Abbildungen, Broschur 4,80 M. Der Verlag Technik beliefert nur die DDR und die sozialistischen Länder.

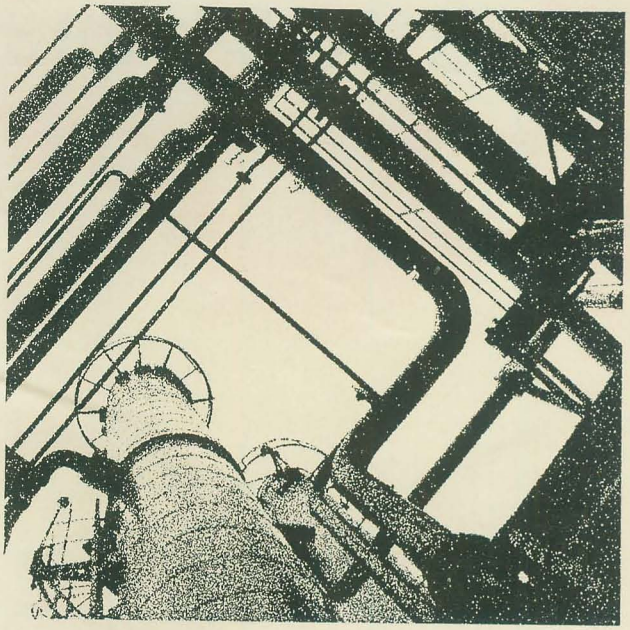
Prof. Dipl.-Ing. J. Stanek

Einführung in die Vektorrechnung für Elektrotechniker

128 Seiten, 43 Abbildungen, Halbleinen 9,– M

Durch jede Buchhandlung erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN



Die Automatisierung und Rationalisierung der gesamten Reproduktionsprozesse erfordert neue Wege der Überwachung und Kontrolle.

Für das industrielle Fernsehen ergeben sich damit ständig neue Anwendungsgebiete und neue Einsatzmöglichkeiten.

Wir liefern für Ihre Kameras folgende Bildaufnahmeröhren:

Endikon
F 2,5 M 3a für den sichtbaren Spektralbereich etwa 450 – 650 nm

Endikon
F 2,5 M 3 UR
F 2,5 M 3a UR
$\lambda_g = 1200 - 1900$ nm

F 2,5 S 1 UR $\lambda_g = 1660$ nm
für den infraroten Spektralbereich

RFT
electronic
vereinigt
Fortschritt und Güte

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK
116 Berlin-Oberschöneweide
Ostendstraße 1 – 5

Zum Werkzeug des Reisetechnikers gehört das bekannte

Spezial-Wellenschalteröl

Rundfunk-Spezialist Granowski, 6822 Rudolstadt

Seit 1938

TECHNISCHE SCHIEBE-ABZIEHBILDER

HOLM GROH
7012 Leipzig – Postfach

Radio-Fernsehmechaniker
sucht neue Tätigkeit im Bezirk Cottbus, Potsdam oder Frankfurt (O). Fahrerl. Kl. 1 u. 4 vorhanden. Bedingung 2½-Zimmer-Wohnung.
Gottfried Buder,
753 Neupetershain Nord,
Charlottenstraße 9

Anzeigenwerbung
immer erfolgreich!

Wir suchen:

1 Resonanz- und Absorbtionsmeßgerät Typ 3014
100 kHz – 300 mHz

1 Prüfgenerator Typ AM – PG 2
100 kHz – 30 mHz

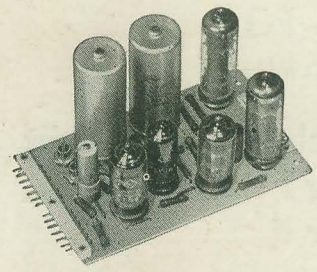
je 1 Transistorenprüfgerät Transivar I und **Transivar II**

Angebote erbittet

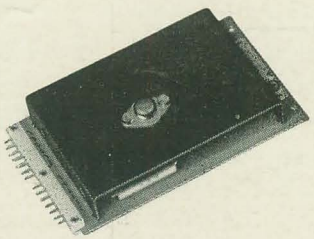
GHG TECHNIK
208 Neustrelitz
Rudolf-Breitscheid-Straße 36

Hohe KONSTANZ und

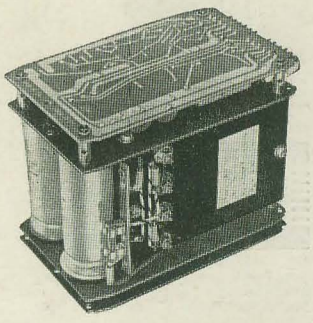
Zuverlässigkeit, gutes Regelverhalten, geringe Restwelligkeit, zweckmäßiger Aufbau und günstiger Preis; das sind Faktoren, die unsere Stromversorgungsbausteine auszeichnen.
Schreiben Sie uns, wir werden Ihnen gern ausführliches Informationsmaterial senden.



Stromversorgungskarten Typ SvK
zur Anodenstromversorgung
100 V, 180 V, 250 V, 60–120 mA



Transistor. Regeleinrichtung 5–25 V,
Typ TRE



Transistorisierte Netzbausteine,
5–25 V, 200–1500 mA, Typ NB

STATRON

124 FÜRSTENWALDE (SPREE)
Ehrenfried-Jopp-Str. 59, Tel. 6051-55

33 103